

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN (2018-2019)

Trabajo Fin de Grado

“EVALUACIÓN DE PRESTACIONES DE ALGORITMOS DE BEAMFORMING ADAPTATIVOS PARA SATÉLITES”

AUTOR: MIGUEL ÁNGEL PÉREZ NARANJO

TUTOR: Dr. VICTOR P. GIL JIMÉNEZ

Leganés, Julio de 2019



Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**

RESUMEN

La evolución de las comunicaciones mediante satélites avanza a pasos agigantados, ya que cada vez se consiguen mejores prestaciones con las arquitecturas espaciales existentes, no obstante, siempre existirán limitaciones físicas propias del hardware como por ejemplo defectos físicos en las antenas por el paso del tiempo. La investigación del “beamforming” o conformado de haz pretende reducir estas limitaciones realizando síntesis directa sobre los haces recibidos, mejorando a su vez las prestaciones de dichas antenas.

La idea sería introducir un bloque de adaptación adicional al esquema clásico de un array de antenas que se emplea en aplicaciones espaciales, de tal manera que realizando un algoritmo de procesamiento de señal concreto y dependiente de la situación y el entorno, ajuste la señal por medio de unos pesos que permitan obtener un resultado óptimo e incluso no depender de parámetros a priori fundamentales como el desfase entre las antenas que forman el sistema.

También es interesante estudiar algunas arquitecturas de conformado que sean compatibles con los algoritmos adaptativos mencionados anteriormente ya sea para mejorar el resultado en algún entorno específico o abaratar costes sin riesgo de empeorar la funcionalidad del sistema.

Los algoritmos bajo estudio tendrán toda la justificación matemática necesaria para corroborar su uso y robustez en este ámbito, pero también se pretende realizar la mayor cantidad de simulaciones posibles para ver gráficamente el comportamiento y poder sacar conclusiones de una forma más precisa.

DEDICATORIAS

Obviamente, en primer lugar, tengo que agradecer a mi familia por permitirme venir a estudiar a Madrid, con el esfuerzo que eso conlleva, y por su apoyo incondicional durante estos cuatro años en los que me han ayudado tanto a levantarme en los momentos difíciles y a volver a tener los pies en la tierra.

Seguidamente quería destacar a mi tutor del TFG, el Dr. Don Víctor P. Gil Jiménez por diseñar el TFG según mis motivaciones y adaptarse a mis horarios compaginando trabajo y carrera, siempre siendo capaz de responderme las dudas física o digitalmente de buena manera y de la forma más clara posible, además de su paciencia demostrada en muchos tramos del trabajo.

Finalmente, como un agradecimiento final, más general pero no menos importante, a mis amigos de Madrid que conocí desde el día 1 que puse el pie en esta ciudad y con los que tantos buenos momentos he pasado, haciendo esta experiencia más rica si cabe y dejando un recuerdo imborrable.

GLOSARIO DE SIGLAS Y NOMENCLATURA

Al comienzo del presente documento se reflejan tanto las siglas empleadas en el trabajo como una explicación de la simbología y nomenclatura del mismo, aunque por cada expresión que se ha considerado oportuno incluir una explicación de los símbolos empleados seguido de cada expresión para comodidad del lector. Nótese por tanto que hay uniformidad de la simbología, es decir, no se usa dos veces el mismo símbolo para referirse a dos cosas distintas.

SIGLAS

ADC	Conversor analógico-digital
CORPS	Estructuras periódicas de radiación coherente
DBF	Conformado de haz digital
DGBBF	“ <i>Ground-Base beamforming</i> ” distribuido
DOA	Dirección de llegada
DSP	Procesado digital de señal
EBF	Conformado de haz electrónico
FDM	Acceso múltiple por división de frecuencia
FSC	Arquitectura hardware “ <i>Full-Spectrum Combining</i> ”
GEO	Satélite de órbita geoestacionaria
GBBF	“ <i>Ground-Base beamforming</i> ”
HEO	Satélite de alta órbita oblicua
LEO	Satélite de baja órbita oblicua
LMS	“ <i>Least Mean square</i> ”
MEO	Satélite de media órbita oblicua
MUD	“ <i>Multi User Detection</i> ”
MPDR	“ <i>Minimum Power Distortionless Response</i> ”
MVDR	“ <i>Minimum Variance Distortionless Response</i> ”
NLMS	“ <i>Normalized Least Mean Square</i> ”
PIC-OIB	“ <i>Post Interference Canceller Orthogonal Interference Beamformer</i> ”
RLS	“ <i>Recursive Least Squares</i> ”
RRU	Unidades de Radio Remotas
SC	Arquitectura Hardware derivada de la FSC denominada “ <i>Spectrum Combining</i> ”
SDM	Multiplexación por división espacial

SMI	<i>“Sample Matrix Inversion”</i>
SV	Vector de conducción de un array de antenas

NOMENCLATURA

y	Salida de un solo “beamformer”.
Y	Matriz de salida para sistemas basados en “beamforming” bidimensional.
x	Entrada del sistema.
X	Matriz de entradas para sistemas bidimensionales.
ω	Frecuencia angular en radianes/segundo.
$\Delta d(\theta)$	Retardo desde el primer elemento del array hasta el último en el dominio del tiempo.
θ	Dirección de llegada.
j	Número total de receptores.
$\tau_l(\theta)$	Retardos entre los elementos del array expresados en el dominio de la frecuencia.
$d(n)$	Señal deseada tras el conformado de haz para reducir el error de salida.
f	Factor de olvido del algoritmo RLS.
ϕ_n	Matriz de autocorrelación estimada para el cálculo recursivo del algoritmo RLS.
$C(\omega)$	Función de coste a minimizar en los algoritmos de filtrado espacial y lograr una respuesta según la forma del filtro de Wiener.
α	Parámetro de ajuste para conseguir pesos óptimos en el algoritmo LMS.
μ	Ratio de aprendizaje del algoritmo LMS.
I	Matriz identidad.
$n(t)$	Señal de ruido general a la salida de los beamformers.
R_n	Inversa de la matriz de correlación del ruido.
Q	Número de receptores totales del array.
M	Número total de salidas de arrays GBBF.
N	Número de entradas de arrays GBBF.
D	Proyección de la distancia del elemento del array de referencia al satélite.
λ	Longitud de onda.
B	Constante de fase de la onda.
θ	Ángulo de elevación.
φ	Ángulo de azimut.

L	Número de haces agrupados para cada entrada.
H	Matriz del canal ascendente.
S	Entradas del canal según la banda de frecuencias de trabajo.
ζ	Densidad espectral de potencia del ruido.
ε	Parámetro de ajuste del algoritmo NLMS para encontrar ratio de aprendizaje óptimo dentro del intervalo (0,2), de tal manera que se independiza la convergencia de la potencia de entrada.
F	Frecuencia demodulada en el satélite.
f_0	Frecuencia central de trabajo para antenas en rango de microondas.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

RESUMEN	3
DEDICATORIAS	5
GLOSARIO DE SIGLAS Y NOMENCLATURA	7
SIGLAS	7
NOMENCLATURA	8
ÍNDICE DE FIGURAS	14
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	17
1.1. DESCRIPCIÓN	17
1.2. MOTIVACIÓN	18
1.3. OBJETIVOS	18
1.4. MARCO REGULADOR	19
1.4.1. LEGISLACIÓN	20
1.4.2. ESTÁNDARES TÉCNICOS	22
CAPÍTULO 2: ESTADO DEL ARTE	23
2.1. INTRODUCCIÓN HISTÓRICA	23
2.2. ESTADO DEL ARTE	25
CAPÍTULO 3. TEORÍA DE FILTRADO ESPACIAL	31
3.1. DESCRIPCIÓN DE LA TÉCNICA	31
3.2. CONFIGURACIONES BÁSICAS DE BEAMFORMERS	33
3.3. ALGORITMOS ADAPTATIVOS	37
3.3.1. RECURSIVE LEAST SQUARES	37
3.3.2. LEAST MEAN SQUARE	39
CAPÍTULO 4. REDES DE CONFORMADO DE HAZ	43
4.1. CORPS	43
4.2. ALGORITMOS ADAPTATIVOS PARA REDES DE CONFORMACIÓN GENERALES	48
4.2.1. ALGORITMOS BASADOS EN REFERENCIA ESPACIAL	48
4.2.2. ALGORITMOS BASADOS EN REFERENCIA CIEGA	51
CAPÍTULO 5. BEAMFORMING DIGITAL	54
5.1. FUNDAMENTOS	54
5.2. TÉCNICAS DE CONFORMADO	56
5.2.1. BEAMFORMING DIGITAL BASADO EN ELEMENTOS ESPACIALES	56
5.2.2. BEAMFORMING DIGITAL BASADO EN HACES ESPACIALES	57
5.2.3. BEAMFORMING BIDIMENSIONAL	58
5.3. BEAMFORMING DIGITAL ADAPTATIVO	62
5.3.1. LMS NORMALIZADO	63
5.3.2. SAMPLEX MATRIX INVERSION	64

5.3.3. HÍBRIDO LMS/SMI.....	65
CAPÍTULO 6. GROUND-BASED BEAMFORMING	67
6.1. INTRODUCCIÓN A LOS ENLACES DE SISTEMAS SATELITALES	67
6.2. PROBLEMA AL REALIZAR DBF A BORDO DEL SATÉLITE	68
6.3. SOLUCIÓN MEDIANTE GBBF.....	70
6.4. DISTRIBUTED GROUND-BASED BEAMFORMING	72
6.4.1. PRESTACIONES RESPECTO A GBBF	73
6.5. ALGORITMOS ADAPTATIVOS ÓPTIMOS	74
CAPÍTULO 7. SIMULACIONES Y RESULTADOS	76
7.1. PRESTACIÓN DEL ALGORITMO LMS COMO ESTIMADOR	76
7.2. COMPARACIÓN ENTRE RLS Y LMS.....	78
7.3. SIMULACIÓN DE SISTEMA DE PROCESADO EMPLEANDO MVDR.....	81
7.4. ALGORITMOS DE REFERENCIA SOBRE TEST-BED	82
7.5. COMPARACIÓN DE PRESTACIONES DE LOS ALGORITMOS ADAPTATIVOS PARA SISTEMAS BASADOS EN DBF	84
7.5.1. SIMULACIÓN CON SMI	84
7.5.2. SIMULACIÓN RLS	85
7.5.3. SIMULACIÓN LMS.....	86
7.5.4. SIMULACIÓN NLMS	88
7.5.5. HÍBRIDO LMS/SMI	89
7.5.6. BEAMFORMER SIN ALGORITMO ADAPTATIVO	91
7.5.7. SÍNTESIS DE RESULTADOS	93
CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES	96
8.1. VALORACIONES OBTENIDAS DEL ESTUDIO COMPLETO	96
8.2. LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN	96
REFERENCIAS	98
ANEXO A. PRESUPUESTO.....	102
A.1. PLANIFICACIÓN	102
A.2. PRESUPUESTO	104
A.3. ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO	105
ANEXO B. SUMMARY.....	107
INTRODUCCTION.....	107
SPATIAL FILTERING THEROY	107
BEAMFORMING NETWORKS.....	108
DIGITAL BEAMFORMING.....	109
GROUND-BASED BEAMFORMING	110
CONCLUSIONS.....	111

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Instalación de "beamformers" [1]	16
Figura 1.2. Dispersión del haz transmitido a radiofrecuencia	18
Figura 2.1. Esquema de distintos tipos de satélites según sus órbitas [6]	25
Figura 2.2. Diferencia entre esquema de radiación omnidireccional (izquierda) y concentrado (derecha) [3]	25
Figura 2.3. Diversos fotogramas acción EBF [4]	26
Figura 2.4. Suma de dos señales coherentes desfasadas [5].....	28
Figura 2.5. Suma de dos señales en fase y con ruido	28
Figura 2.6. Esquema de un sistema con algoritmos adaptativos de "beamforming"	29
Figura 2.7. Arquitectura sistemas basados en "Ground-Based Beamforming"	30
Figura 3.1. Imagen original sobre la que se supondrá ruido "salt-and-pepper" y se reconstruirá.....	32
Figura 3.2.Simulación MATLAB de aplicación de un filtro espacial para solucionar la distorsión "salt-and-pepper" de la figura 10.....	32
Figura 3.3. Procesado de imagen original y su espectro mediante un filtro de altas frecuencias	33
Figura 3.4. Diagrama de bloques del "beamformer" para señales "narrowband"[12]	34
Figura 3.5. Diagrama de bloques del "beamformer" para señales "broadband" [12].....	35
Figura 3.6. Diagrama de bloques del algoritmo LMS en el dominio de la frecuencia [14]	41
Figura 3.7. Solución del "Filtro de Wiener"	42
Figura 4.1. Esquemático de la CORPS	44
Figura 4.2. Comparación entre el funcionamiento de la CORPS y el ojo humano [16]	45
Figura 4.3. Ejemplo de alimentación para elementos intermedios empleando estructura CORPS [18]	45
Figura 4.4. Principio de Huygens para la refracción de la luz, manteniendo la longitud de onda, velocidad y frecuencia [17]	46
Figura 4.5. Aplicación CORPS con capas o parches aislados para mantener las características del campo eléctrico	47
Figura 4.6. Comparativa deseada del diagrama de radiación de la antena en coordenadas polares [18].	47
Figura 4.7. Diagrama de bloques sistema adaptativo basado en algoritmo de Applebaum [19].....	50
Figura 4.8. Diagrama de bloques del algoritmo SUMPLE [22]	52
Figura 5.1. Diagrama de un sistema que emplea DBF	54
Figura 5.2. Matriz de conmutación de fases	55
Figura 5.3. Técnicas "multi-beam" adaptada a comunicaciones espaciales [25]	56
Figura 5.4. Diagrama de bloques para conformado de haz digital basado en elementos espaciales	57
Figura 5.5. Diagrama de bloques de un sistema de selección de haces digital	58
Figura 5.6. Esquema de partida de un array de antenas para el análisis bidimensional.....	59

Figura 5.7. Comparación de prestaciones de la salida de un filtro tipo Butterworth aplicando NLMS.....	64
Figura 6.1. Diversos enlaces existentes en los sistemas de comunicación por satélite	67
Figura 6.2. Carga útil centrada en el transpondedor del satélite [6].....	68
Figura 6.3. Carga útil del satélite adaptada a un algoritmo de conformado de haz [36]	69
Figura 6.4. Esquema de un sistema basado en GBBF [8].....	71
Figura 6.5. Esquema de un sistema basado en GBBF híbrido [8]	72
Figura 6.6. Esquema de un sistema basado en DBBF	74
Figura 7.1. Señal real "y" vs señal estimada "yModelo"	76
Figura 7.2. Zoom de la figura 7.1 denotando las diferencias entre las señales estudiadas	77
Figura 7.3. Constelación 16-QAM canal ecualizado con RLS	79
Figura 7.4. Error del canal empleando RLS.....	80
Figura 7.5. Constelación 16-QAM canal ecualizado con LMS.....	80
Figura 7.6. Error del canal empleando LMS.....	81
Figura 7.7. Ejemplo algoritmo MVDR	82
Figura 7.8. Información orbital proporcionada por el NORAD (North American Aerospace Defense Command) en un formato especial conocido como archivos TLE con procesamiento BenADC-v4. Espectro visible (izquierda) e infrarrojos (derecha)	84
Figura 7.9. Tiempo de cómputo para los algoritmos del apartado 4.2 [23]	84
Figura 7.10. Respuesta de los elementos del array empleando el algoritmo SMI [33]	85
Figura 7.11. Respuesta del array empleando el algoritmo RLS [33]	85
Figura 7.12. Convergencia del algoritmo RLS [33]	86
Figura 7.13. Respuesta empleando el algoritmo LMS [33]	87
Figura 7.14. Convergencia del algoritmo LMS [33].....	88
Figura 7.15. Respuesta empleando el algoritmo NLMS [33]	89
Figura 7.16. Convergencia del algoritmo NLMS [33]	90
Figura 7.17. Resultados empleando el algoritmo híbrido [33]	91
Figura 7.18. Convergencia algoritmo híbrido [33]	91
Figura 7.19. Diagrama de bloques de un sistema que usa conformado de haz no adaptativo	93
Figura 7.20. Respuesta sin usar ningún algoritmo adaptativo para recalcular pesos	93
Figura 7.21. Aclaración sobre las respuestas del array bajo estudio.....	97
Figura A.1. Diagrama de Gantt a partir de los datos de la Tabla A.1	104

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1. DESCRIPCIÓN

El objetivo del trabajo es estudiar una serie de algoritmos de conformado de haz (“*beamforming*” por su término en inglés) que se puedan aplicar a comunicaciones espaciales ya sea mediante aplicación directa, modificando la directividad de las antenas transmisoras o combinándolos con diversas estructuras externas que permitan incluso mayores prestaciones que el algoritmo por sí mismo, es decir, mejorar su directividad y potencia de transmisión. Primero es conveniente hacer una síntesis general del “*beamforming*”, el cual por sí mismo, se puede ver como una técnica de procesamiento de señal asociada al filtrado espacial, el cual es un mecanismo muy útil para eliminar ruido asociado a una señal de manera eficiente, y por tanto también será estudiado con detalle en este trabajo. Para poder llevar a cabo el “*beamforming*”, se emplean elementos denominados *beamformers*.



Figura 1.1. Instalación de “*beamformers*”[1]

El conformado de haz tiene múltiples aplicaciones, como la interferometría o propósitos relacionados con la ecolocalización, y por la tanto no es descabellado pensar que esta versatilidad pueda ser aplicada al campo de las comunicaciones vía satélite, mejorando los problemas más frecuentes que existen entre la nave y la estación terrestre, como son: interferencias mucho mayores debido a las radiaciones, potencia de transmisión muy limitada (ocasionando una relación señal a ruido muy baja), retardos en la propagación debido a las largas distancias interplanetarias, caídas bruscas del sistema al aumentar la órbita del satélite, etc.

El estudio de la aplicación del “*beamforming*” se hará mediante distintos algoritmos conocidos y la aplicación de su enunciado matemático a software MATLAB para ver las prestaciones que presenta cada uno según el caso de uso, y el entorno físico en el que se encuentre, esto último referido a la distancia dependiendo de la órbita o la distancia del satélite

1.2. MOTIVACIÓN

Las aplicaciones del “*beamforming*” se extienden más allá de las comunicaciones por satélite (motivo de este trabajo), sin embargo, tras la búsqueda de documentación sobre este tema se ha detectado que la investigación sobre el conformado de haz no está todavía fácilmente accesible, pues hay mucha información que no es coherente y habla de conformado de haz centrándose más en la arquitectura de las antenas, y el objetivo es no depender de las limitaciones hardware de dichos receptores. Esto no quita que en el presente trabajo se mencionen algunas arquitecturas de sistemas espaciales que mejoren las prestaciones de los algoritmos estudiados o modificaciones particulares a un conjunto de antenas en su disposición frente al haz transmitido, pues en estos casos se justificará como en el proceso en síntesis directa se consigue más eficiencia que solo con la implementación del algoritmo en la entrada de dichas antenas.

Por ese motivo este trabajo pretende no solo ser una recopilación de diversos algoritmos de conformado de haz y ver cuál es el más sólido para diversas situaciones, sino que se pretende aunar toda esta investigación con críticas, validaciones, mayor número de simulaciones y conclusiones más específicas que los demás autores, para así asentar un poco más los conceptos generales del “*beamforming*” y ayudar a investigaciones posteriores. Este trabajo va a centrar sus conclusiones principalmente en el tema de comunicaciones espaciales, pero los estudios realizados en el mismo van a intentar ser lo más concisos posibles para que se puedan ampliar a otros campos, y por eso, se dará mucha importancia dentro del trabajo al desarrollo teórico de los algoritmos, ya que como se ha mencionado en el epígrafe 1.1, las técnicas de conformado de haz tienen gran futuro en un gran número de aplicaciones.

1.3. OBJETIVOS

El objetivo general del trabajo será por tanto la recopilación y estudio de diversos algoritmos de conformado de haz, primero con una explicación teórica lo más detallada posible, y posteriormente diversas simulaciones del comportamiento del sistema empleando cada algoritmo para estudiar cuál es el algoritmo más eficiente en cada caso.

Los escenarios en los que se estudiarán serán con arquitecturas compatibles que estén adaptadas a la aplicación de estos algoritmos pero que no se hayan consolidado todavía

en los sistemas de comunicaciones actuales, aunque esto lo veremos con más detalle en el capítulo 2 del presente documento (Estado del arte).

El principal problema hoy en día es la forma que en la que las antenas reciben las señales con datos de interés. Las antenas mencionadas son omnidireccionales, o en algunos casos sectorizadas, y esto implica una gran pérdida de potencia, y, por tanto, de información y de dinero. Esto se debe a que las antenas irradian hacia todas las direcciones, no solo hasta el usuario destino, provocando además interferencias a otros sistemas. Ilustrémoslo con un ejemplo:

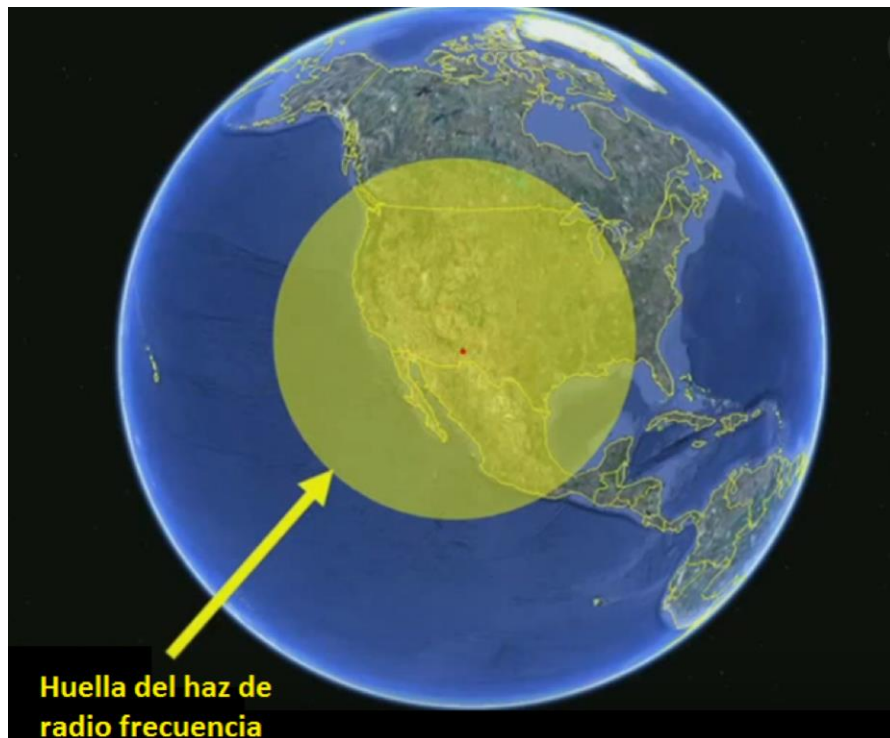


Figura 1.2. Dispersión del haz transmitido a radiofrecuencia

En la figura 1.2 se puede observar cómo puede el haz transmitido tener un diámetro muy extenso, con lo cual dicha señal se podrá recibir en toda el área amarilla, la cual ocupa casi la totalidad de Estados Unidos y México, cuando el objetivo real era enviar la información al punto rojo localizado un poco más arriba de la frontera, concretamente en el estado de Nuevo México (EE.UU.).

Para evitar este problema el objetivo es encontrar una forma de selectividad espacial en la radiación, y por tanto se aplican técnicas de filtrado espacial basadas en “*beamformers*” (Se explicará con más detalle en el capítulo 3, centrado en teoría de filtrado espacial).

1.4. MARCO REGULADOR

Este apartado pretende analizar la legislación de acuerdo con las comunicaciones espaciales y como son afectadas las diversas técnicas de conformado de haz que se van a estudiar durante el trabajo.

1.4.1. LEGISLACIÓN

Todo lo referido a las comunicaciones vía satélite de nuestro país (referencia [10]), supone una modificación de algunos aspectos de la ley 9/2014, de 9 de mayo, General de Telecomunicaciones. Los puntos relacionados con las comunicaciones vía satélite que se recogen son (todos los puntos siguientes están extraídos de la referencia [10] mencionada anteriormente, indicando en cada uno el número de artículo y subsección) los siguientes (en algunos puntos se incluye un comentario complementario sobre la acción del conformado de haz en dicha ley/artículo/subsección):

- “La utilización de frecuencias radioeléctricas mediante redes de satélites se incluye dentro de la administración del dominio público radioeléctrico” (Artículo 4.2). Este artículo afecta a las bandas de trabajo del sistema donde se haga el conformado de haz, limitando las prestaciones de este.
- “En el caso de solicitudes de título habilitante para el uso privativo de dominio público radioeléctrico para la explotación de redes de comunicaciones electrónicas que utilicen satélites, incluidas las destinadas a la prestación de servicios de radiodifusión sonora y de televisión a través de redes de satélites, deberán acompañar además a su solicitud documento que acredite fehacientemente que el solicitante dispone o está en condiciones de obtener la capacidad de segmento espacial correspondiente a la red cve: [37] radioeléctrica que pretende instalar, proporcionada por el titular de la infraestructura satelital.” (Artículo 31.5). El documento mencionado en el artículo se vería afectado por la acción del “*beamforming*”, ya que según las mejoras producidas en el sistema afectarían las condiciones de uso del segmento espacial.
- “No acreditar que el solicitante dispone o está en condiciones de obtener la capacidad de segmento espacial correspondiente a la red radioeléctrica que pretende instalar, proporcionada por el titular de la infraestructura satelital, en los casos de redes radioeléctricas que utilicen satélites.” (Artículo 34, sección a).
- “Son recursos órbita-espectro, a los efectos de este reglamento, aquellos necesarios para soportar una infraestructura satelital de radiocomunicaciones constituida por cada una de las posiciones de la órbita geoestacionaria o bien un conjunto de órbitas no geoestacionarias susceptibles de albergar un sistema de satélites, las zonas de servicio y las frecuencias pre-coordinadas de servicios espaciales.” (Artículo 40.1).
- “La utilización del dominio público radioeléctrico necesaria para la utilización de los recursos órbita-espectro en el ámbito de la soberanía española y mediante

satélites de comunicaciones queda reservada al Estado. Su explotación estará sometida al derecho internacional y se realizará mediante su gestión directa por el Estado o mediante concesión otorgada por la Secretaría de Estado para la Sociedad de la Información y la Agenda Digital. La gestión de los recursos órbita-espectro podrá también llevarse a cabo mediante conciertos con organismos internacionales” (Artículo 40.3).

- “En el caso de que la infraestructura satelital de radiocomunicaciones incluya una red terrenal subordinada, las frecuencias de dicha red terrenal, distintas de las frecuencias pre-coordinadas de servicios espaciales, no estarán incluidas en el título habilitante para el uso privativo del recurso órbita-espectro, siendo necesaria la obtención del correspondiente título habilitante para el uso privativo de dicho dominio público radioeléctrico” (Artículo 41.4). El conformado de haz podría deshabilitar el uso de algunas bandas de frecuencias mencionadas en este punto, principalmente por motivos económicos.
- Para el uso privativo de los recursos órbita-espectro se debe aportar “Características técnicas de la red o sistema de satélites, así como de los servicios de comunicaciones por satélite a ofrecer, cobertura prevista, calidad de la señal, balances de los distintos enlaces, entre otros, así como su adecuación a la normativa en vigor y al Reglamento de Radiocomunicaciones de la UIT” (Artículo 43.1).
- “El Reino de España, como Estado Miembro de la UIT, con carácter anual, tiene el derecho de gratuidad sobre la unidad más simple de recursos orbitales definida como «red de satélite» por la UIT, de acuerdo con su normativa. Para la selección de la red susceptible de aplicación del procedimiento de gratuidad, se aplicarán los siguientes criterios conforme al siguiente orden de prelación:
 - a) Redes de satélite cuyo operador sea una Administración Pública, frente a otras posibles redes.
 - b) Red que suponga el coste más elevado, siempre que sea compatible con las decisiones del Consejo de la UIT.” (Artículo 46).
- “El proyecto técnico de las estaciones fijas, con potencia isotrópica radiada equivalente máxima superior a 10 vatios, deberá incorporar un estudio detallado, realizado por un técnico competente, que indique los niveles de exposición radioeléctrica en áreas cercanas a sus instalaciones que se encuentren en entorno urbano o donde puedan permanecer habitualmente personas, en los casos de redes públicas de comunicaciones que presten los siguientes servicios: ” (...) “Servicio fijo por satélite, servicio móvil por satélite y servicio de radiodifusión por satélite” (Artículo 53.1, subsección e). Aquí, debido a la acción del conformado de haz, las tasas de transmisión aumentarían con una potencia igual o menor, pudiendo cumplir el límite establecido de 10 vatios.
- “El otorgamiento del título habilitante para el uso del dominio público radioeléctrico a los operadores seleccionados como idóneos para la prestación de servicios móviles por satélite de acuerdo al procedimiento establecido en la

Decisión 626/2008/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 30 de junio de 2008, relativa a la selección y autorización de sistemas que prestan servicios móviles por satélite y la Decisión 2009/449/ CE, de la Comisión, de 13 de mayo de 2009, relativa a la selección de operadores de sistemas paneuropeos que prestan servicios móviles por satélite, así como las condiciones de autorización de las estaciones complementarias en tierra se registrará por lo establecido en las Decisiones antes citadas, en la Ley General de Telecomunicaciones y en el presente reglamento” (Artículo 109, disposición adicional segunda).

1.4.2. ESTÁNDARES TÉCNICOS

Todas las normas que se utilizan tanto en simulaciones para casos teóricos y para la aplicación real de los algoritmos de conformado:

- Las simulaciones sobre los distintos patrones de radiación de las antenas antes y después de las técnicas de conformado, además del testeo de la eficiencia computacional de los distintos algoritmos deberán ser con software MATLAB debido a la cantidad de librerías sobre los algoritmos que se valoraran el proyecto y sobre gráficos de afectan al área de antenas.
- En las implementaciones, aquellas estructuras que necesiten de procesado digital de señal (DSP) deberá ser realizado mediante VHDL, con el objetivo de facilitar la posterior aplicación hardware.
- El computador de pesos que calculará los pesos asociados con las entradas de las antenas para maximizar sus prestaciones también se recomienda que sea mediante VHDL, no obstante, es una metodología aceptada utilizar el lenguaje C++
- En el caso de las estaciones terrenas de comunicaciones por satélite hay una normativa internacional de obligado cumplimiento para los galibos que deben cumplir los lóbulos secundarios de las mismas (Normas UIT-R 580-1 a 580-5 y 465)

CAPÍTULO 2: ESTADO DEL ARTE

2.1. INTRODUCCIÓN HISTÓRICA

Debido a que el trabajo se centra en comunicaciones vía satélite, antes de enumerar las tecnologías de “*beamforming*” a este campo, primero convendría repasar la historia y evolución de este tipo de comunicaciones y las técnicas e innovaciones que hicieron esta evolución posible.

En las comunicaciones por radio del siglo XIX, donde comenzaron las primeras transmisiones mediante ondas electromagnéticas gracias a nuevos elementos electrónicos, se impulsó la radiocomunicación naval, la cual empleaba ondas de baja frecuencia, emitidas por estaciones colocadas en diversos puntos que transmitían en fase de señal absoluta y con una base de tiempo compartida, consiguiendo así un alcance prácticamente global, mediante la reflexión de este tipo de ondas en la ionosfera. Sin embargo, este método dependía en gran parte del estado de la atmósfera, lo que impulsó el desarrollo de un elemento auxiliar que no dependiera de ella. Así surgió el primer satélite conocido, el “Sputnik 1”, lanzado el 4 de octubre de 1957, el cual emitía en las frecuencias de 20 y 40 MHz. Mientras tanto en estados unidos crean la NASA, sin lanzar nada al espacio. A partir de 1958 se empiezan a lanzar satélites de comunicación de la NASA con el departamento de defensa yanqui. El primero fue un repetidor pasivo. En 1963 se pone en órbita el primer satélite geoestacionario, el “Syncom 2”. En 1964 se crea INTELSAT, una organización de 11 países para la creación de un sistema comercial mundial de telecomunicaciones vía satélite. En la actualidad es privado y lo componen 109 países. El primer satélite fue el Early Bird (INTELSAT I). Esta evolución nos ha llevado a tener diversos tipos de satélites hoy en día para proporcionar una gran cantidad de servicios. Algunos tipos son:

- Satélites de telecomunicaciones: para llevar a cabo comunicaciones entre dos puntos, fijos o móviles, usando el satélite como repetidor.
- Satélites astronómicos: también denominados observatorios o telescopios espaciales, y se emplean para el estudio de planetas, estrellas, galaxias y otros cuerpos celestes igual que se haría con un telescopio en Tierra.
- Satélites de navegación: para conocer la posición exacta del usuario en la Tierra.
- Satélites meteorológicos: se emplean para registrar el tiempo atmosférico.
- Satélites miniaturizados: característicos por sus dimensiones y peso reducidos. Se realizan para reducir costes si se van a llevar a cabo misiones de menor importancia.
- Biosatélites: diseñados para llevar organismos vivos para propósitos científicos.

- Satélites de reconocimiento: denominados popularmente como satélites espía, usados por militares u organismos de inteligencia.
- Armas antisatélite: satélites diseñados para destruir satélites enemigos, objetivos fijos o incluso otras armas antisatélite.

Además, existen algunos futuros proyectos de desarrollo, como los satélites de energía solar. Debido a todo esto vemos que los satélites representan el futuro y presente de la tecnología, y por tanto estando a la vanguardia tecnológica.

Durante el trabajo nos guiaremos más por la clasificación de los satélites según sus órbitas. Las órbitas en la que operan los satélites son el elemento clave para su diseño. Se basan en las leyes de Kepler, y dependiendo de la energía del sistema distinguimos diversos tipos, destacando:

- Satélites con órbita geoestacionaria:
 - Órbita circular y ecuatorial.
 - Inclinación nula.
 - Periodo de revolución síncrono (idéntico al ciclo de la Tierra).
 - Teóricamente no requieren seguimiento.
 - Tiempo de propagación de 260 ms i/v.
 - Aplicaciones de comunicación fija, móvil o de radiodifusión
- Satélites con órbita oblicua:
 - Requieren seguimiento continuo.
 - Lanzamiento más barato.
 - Servicios de móvil, no de comunicaciones.
 - Tipos:
 - Baja altura (LEO)
 - Altitud entre 2.000 y 4.000 km con periodo de 90 minutos
 - Tiempo de propagación bajo.
 - Necesitan corrección continua de la órbita
 - Media altura (MEO)
 - Altitud de 10.000 km con periodo de 6 horas
 - Tiempo de propagación alto
 - Alta altura (HEO) (órbita “muy elíptica”)
 - Perigeo a 500 km y apogeo a 50.000 km
 - Periodo variante entre 8 y 24 horas

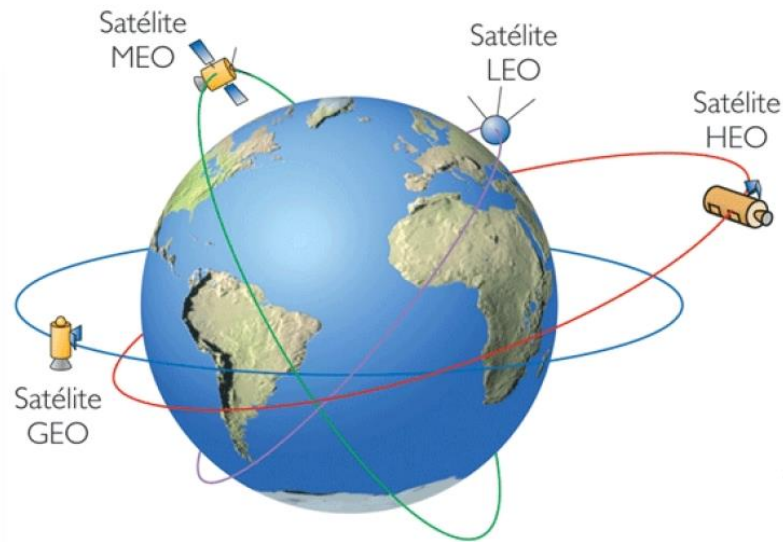


Figura 2.1. Esquema de distintos tipos de satélites según sus órbitas [6]

2.2. ESTADO DEL ARTE

Una vez conocida la evolución de los sistemas basados en satélites y sus tipos, podemos pasar a comentar como mejorar estas comunicaciones gracias a las técnicas de conformado de haz. En el apéndice 1.1 se mencionó que la técnica del filtrado espacial se llevaba a cabo gracias a los “*beamformers*”, que son procesadores de señales que combinados con un array de sensores (este papel lo jugarán las antenas), provee una forma de filtrado espacial. Así surge el término de “*beamforming*”, a partir de los primeros diseños de filtros espaciales, los cuales fueron diseñados con el objetivo conformar haces (“*beams*” por el termino inglés de rayo/haz) para irradiar la señal de origen únicamente por una dirección concreta.

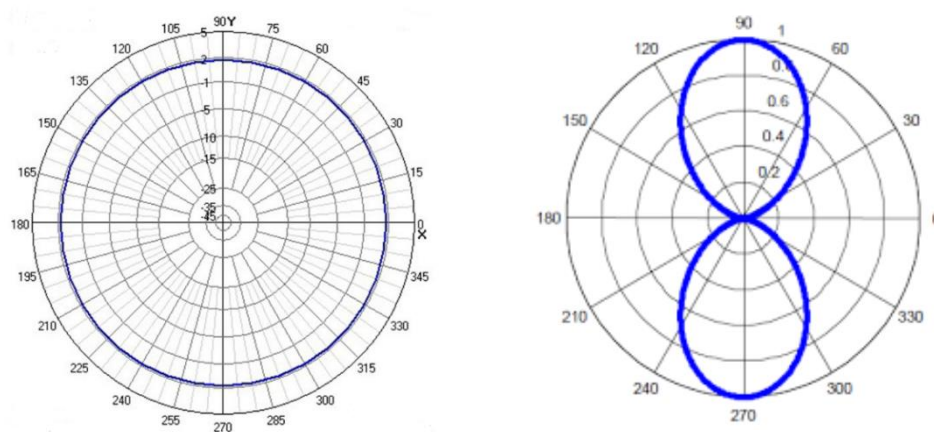
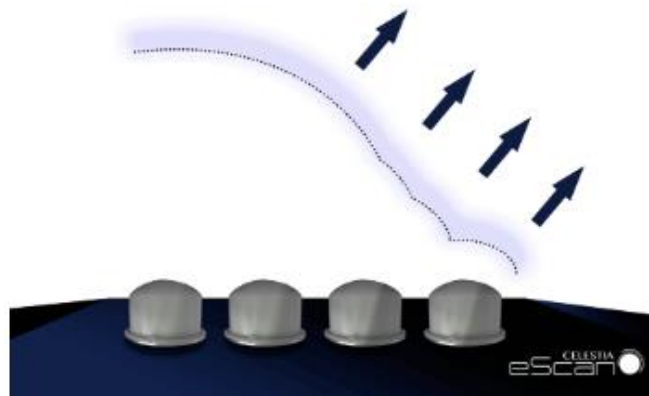


Figura 2.2. Diferencia entre esquema de radiación omnidireccional (izquierda) y concentrado (derecha) [3]

El “*beamformer*” se compone de una combinación lineal de las muestras espaciales que remite cada antena, para obtener una serie temporal de escalares de salida. Esto obedece a la teoría de filtrado clásica por la cual un filtro de respuesta finita al impulso combina de manera lineal datos muestreados temporalmente. La combinación se realiza multiplicando a cada muestra por un peso que deciden sobre la selectividad del array de antenas.

Para lograr los propósitos mencionados en el epígrafe 1.3 y ya conociendo el concepto de conformado de haz, hablamos de las últimas innovaciones sobre “*beamforming*”, concretamente sobre los algoritmos de beamforming digital (DBF), procedente de la tecnología de conformado de haz electrónico (EBF), la cual únicamente difiere en que se añade procesamiento digital a este, por ello convendría introducir antes el EBF.

El concepto de EBF es, en general, “una agrupación de elementos irradiantes que se diseña según una distribución coherente físicamente, y combinados en fase, de tal manera que en la recepción se consigue un conjunto de antenas que consiguen asociar la ganancia y potencia de transmisión de cada elemento por separado” [4]. La dificultad radica en que cada elemento debe construirse para funcionar (tanto en la recepción y la transmisión) con una fase diferente para poder sumarse respecto a un frente de onda determinado:



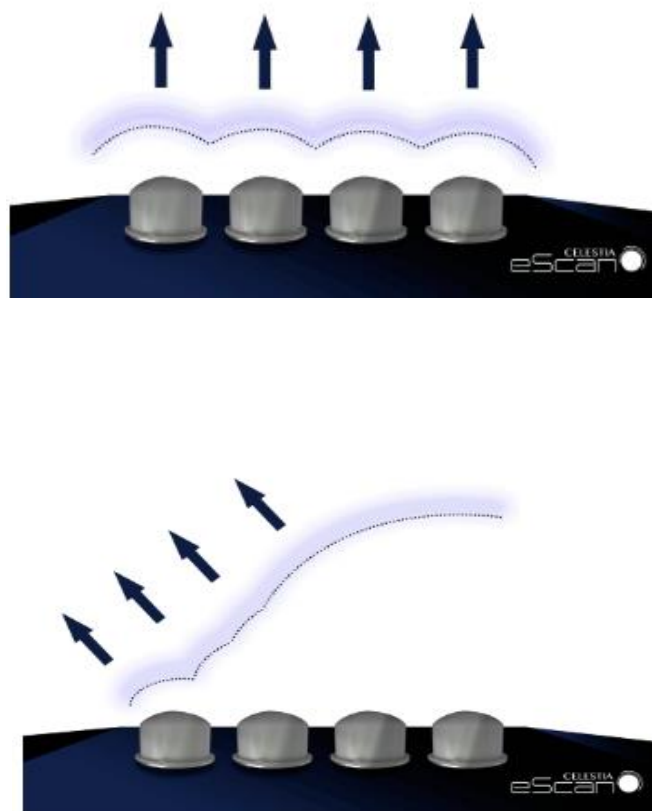


Figura 2.3. Diversos fotogramas acción EBF [4]

En la figura 2.3 vemos distintos fotogramas de una animación donde para el conjunto de antenas se consigue el EBF cada elemento con una fase distinta que tal manera que el conjunto es coherente respecto al frente de onda. El diseño EBF permite cambiar la fase únicamente con elementos electrónicos sin necesidad de ningún motor o elemento auxiliar móvil que sufra desgaste y a mayor velocidad que si este último se empleara.

Conocido este concepto, definimos el DBF como una tecnología EBF al que se añade técnicas de procesamiento digital de señal, para poder proporcionar mayor flexibilidad al EBF ya que permiten conformar el haz en varias direcciones y a su vez gestionar varias portadoras concurrentes en cada haz.

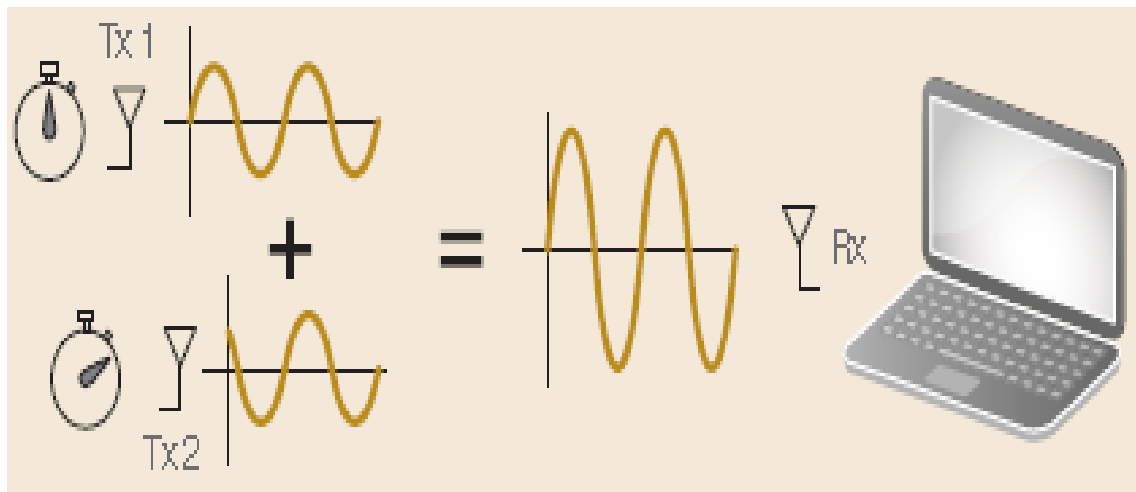


Figura 2.4. Suma de dos señales coherentes desfasadas [5]

Esto puede suponer algunos fallos ya que al hacer esta superposición si no se hace el filtrado correctamente se pueden concatenar los errores y por lo tanto una señal que ha de ser descartada en el receptor.

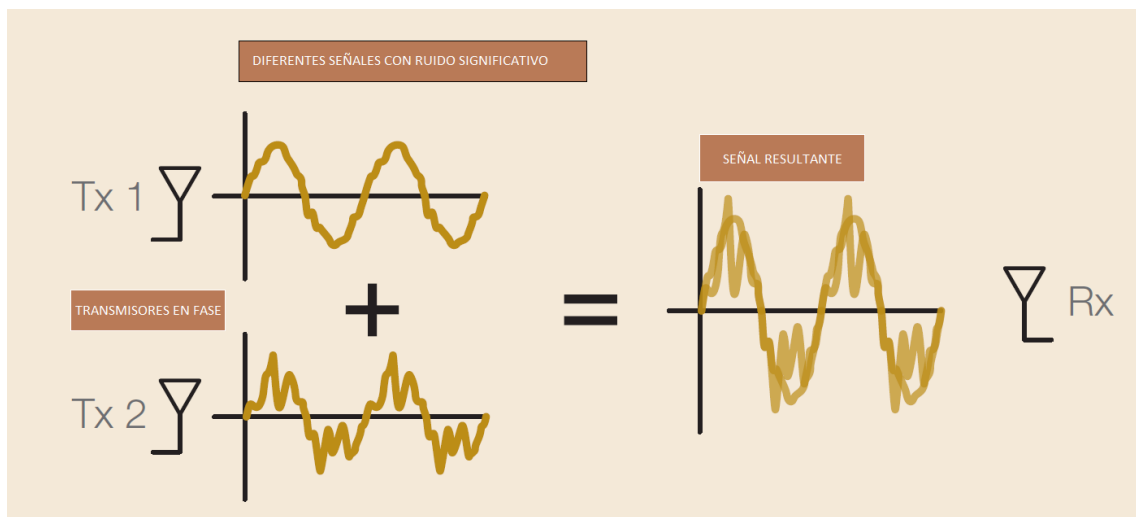


Figura 2.5. Suma de dos señales en fase y con ruido

También destacamos otras técnicas que permiten mejorar la directividad de las antenas:

- **ALGORITMOS DBF ADAPTATIVOS:** Se consideran como algoritmos que suponen la unión entre la tecnología de antenas y la tecnología digital, concretamente el procesado de señal en síntesis directa que permite calcular pesos asociados óptimos mejorando la directividad mediante una realimentación de una entrada auxiliar que se considera como error. Esto permite disminuir una función de coste que se relaciona con el error en la salida. Esta definición es la que se asocia al término “beamforming adaptativo”, y por tanto se emplea en mejorar las prestaciones de los canales de comunicación con mayores interferencias, en

nuestro caso, las comunicaciones vía satélites en entornos electromagnéticos hostiles, con grandes longitudes interplanetarias o ambos.

Es posible configurar estos sistemas automáticamente para que el diagrama de radiación del conjunto se controle con “pesos fundamentales” que cumplen una función objetivo prescrita.

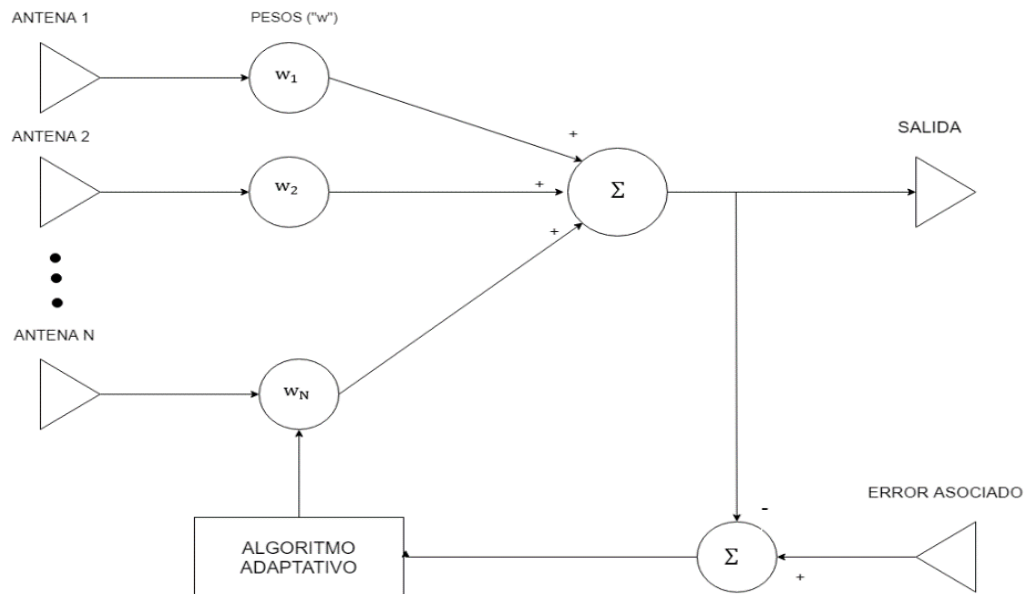


Figura 2.6. Esquema de un sistema con algoritmos adaptativos de beamforming

- **GROUND-BASED BEAMFORMING:** Es una arquitectura satelital que permite el procesamiento en masa de haces combinando la optimización del diseño del satélite y las mejores prestaciones respecto al conformado de las estaciones terrestres. El empleo de esta técnica presenta las siguientes ventajas:
 - Procesado masivo simultáneo de una gran cantidad de haces.
 - Reducción de los costes de la carga útil del satélite
 - Polarización de las señales para reducir la interferencia co canal
 - Adaptación dinámica del satélite a la demanda geográfica.
 - Reducción de la entrada de error si se emplean algoritmos de conformado de haz adaptativos en la estación terrena.

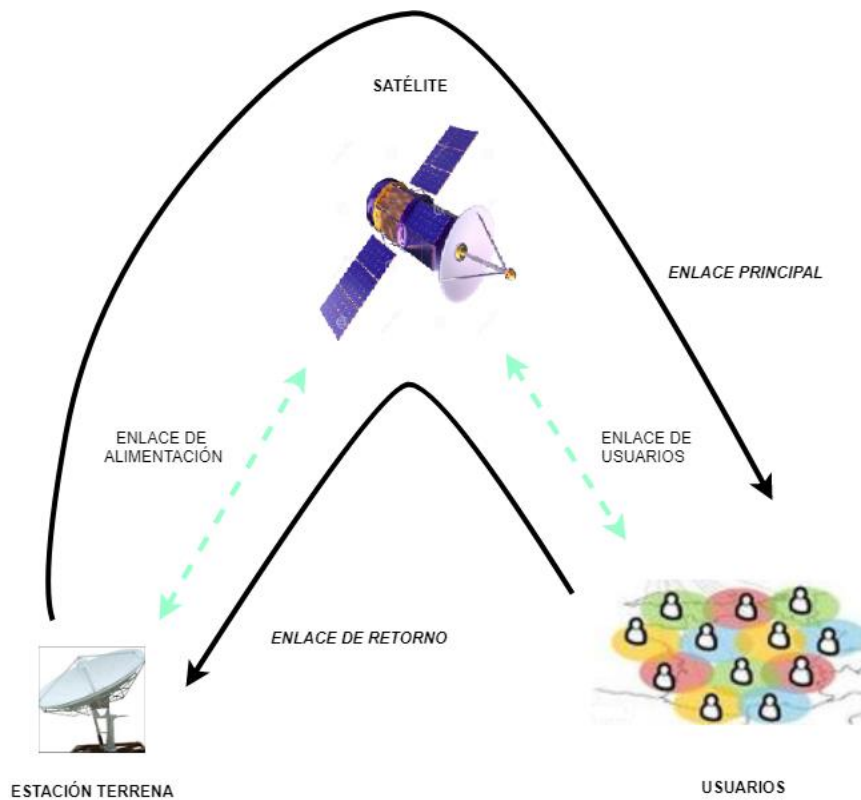


Figura 2.7. Arquitectura sistemas basados en "Ground-Base Beamforming"

- **ALGORITMOS IMPLEMENTADOS EN EL TEST-BED:** El Test-Bed es una medida de testear nuevas tecnologías, teorías científicas o herramientas computacionales experimentales. Se puede ver entonces como el marco ideal para describir investigaciones científicas, y por tanto se utiliza esta metodología para estudiar las técnicas de conformado de haz con aplicaciones revolucionarias. Un ejemplo sería el seguimiento de satélites de baja órbita (LEO), de la cual posteriormente se explicará con más detalle un ejemplo del Test-Bed diseñado para el seguimiento.

El presente trabajo tiene por objetivo estudiar las distintas prestaciones que ofrecen los algoritmos de conformado de haz que funcionen bajo estas estructuras o condiciones, tal y como se verá en el capítulo 7 de resultados donde se englobarán las distintas simulaciones que se hagan de los algoritmos presentados.

CAPÍTULO 3. TEORÍA DE FILTRADO ESPACIAL

En este capítulo se presenta la técnica de filtrado espacial, la cual se puede realizar con “*beamformers*” y tiene su fuerza para las comunicaciones espaciales en poder procesar imágenes que toman los satélites e interpretar los resultados. Primero se presentarán las bases teóricas del filtrado espacial y que algoritmos son parte calve de estos filtros, los cuales usamos para el procesado de imágenes satelitales, después se presentarán las arquitecturas de los beamformers dependiendo del ancho de banda del que se dispongan.

3.1. DESCRIPCIÓN DE LA TÉCNICA

La aplicación que nos interesa con el filtrado espacial es encontrar dos tipos de filtros cuyos pesos serán optimizados con dos algoritmos óptimos: RLS y LMS

El filtrado espacial consiste en representar una imagen en el dominio de la frecuencia, modificando la contribución de determinados rangos de frecuencias a la formación de la imagen.

Queremos ver si los “*beamformers*” son una forma eficiente de filtrado espacial, ya que de ser así sería ideal para comunicaciones por satélite para poder procesar las imágenes tomados por estos. Cuando trabajamos con largas distancias, de varios miles de kilómetros en nuestro caso, las imágenes transmitidas se caracterizan por su frecuencia espacial. La frecuencia espacial es una referencia de los cambios que ocurren en los pixeles de la imagen por unidad de longitud que suceden en un área focalizada de la imagen. Por ejemplo, si sobre un área determinada la imagen sufre pocos cambios de brillo se considera como un área de baja frecuencia, de lo que se deduce que hay poca actividad en la zona (se aleja del entorno urbano). En cambio, si los cambios de brillo son más exagerados tendremos un área de alta frecuencia (probablemente ahora si estamos recibiendo imágenes de un área urbana). Para ambos casos, la frecuencia espacial puede realzarse o deprimirse según se desee mediante la técnica del filtrado espacial. A continuación, se comentan algunas implementaciones de tanto los filtros de baja como de alta frecuencia.

Los filtros de baja frecuencia reducen las desviaciones respecto del promedio local de la imagen y esta aparece un poco más difusa. Una aplicación de este filtro suele ser reducir ciertos patrones de ruido, como el denominado “salt-and-pepper”, que consiste en cubrir de forma dispersa toda la imagen con una serie de pixeles blancos y negros (haciendo símil con el blanco de la sal y el negro de la pimienta). Realicemos un pequeño ejemplo sobre la siguiente imagen:



Figura 3.1. Imagen original sobre la que se supondrá ruido "salt-and-pepper" y se reconstruirá

Dada la imagen de la figura 3.1, primero la mezclaremos con ruido "salt-and-pepper" y luego aplicaremos el filtro con un "beamformer" para poder reconstruir la imagen centrándonos en las zonas de baja frecuencia espacial de la imagen.

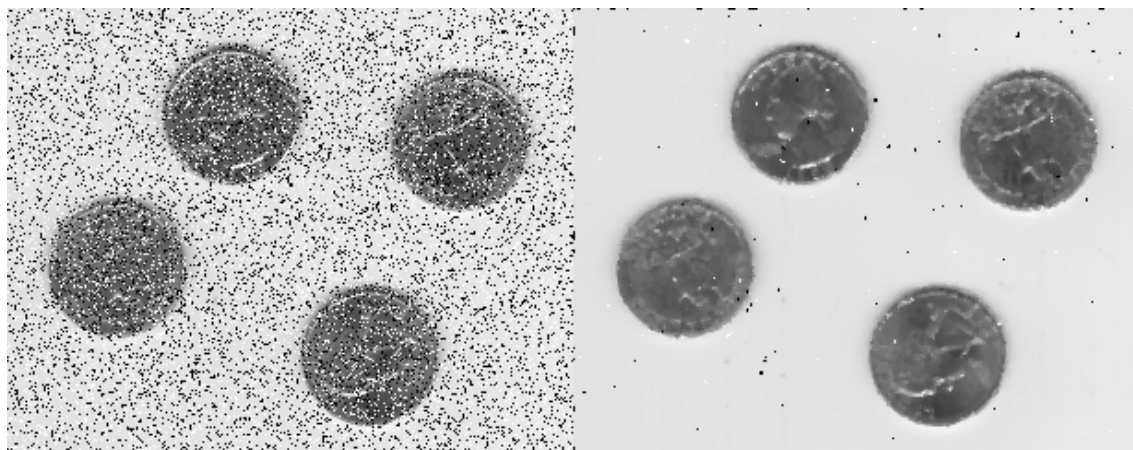


Figura 3.2. Simulación MATLAB de aplicación de un filtro espacial para solucionar la distorsión "salt-and-pepper" de la figura 10

Aunque la imagen reconstruida (derecha de la figura 3.2) aun presenta una diferencia significativa con la imagen original (figura 3.1), se puede ver la mejoría al aplicarle el filtro y como se ha solucionado por completo el ruido "salt-and-pepper".

Los filtros de alta frecuencia deprimen los componentes de baja frecuencia reteniendo las variaciones locales (componentes de alta frecuencia). Se emplean en la identificación y mapeos de características geológicas, como pueden ser monoclimas o fallas, los cuales difieren en su rango de frecuencia espacial.

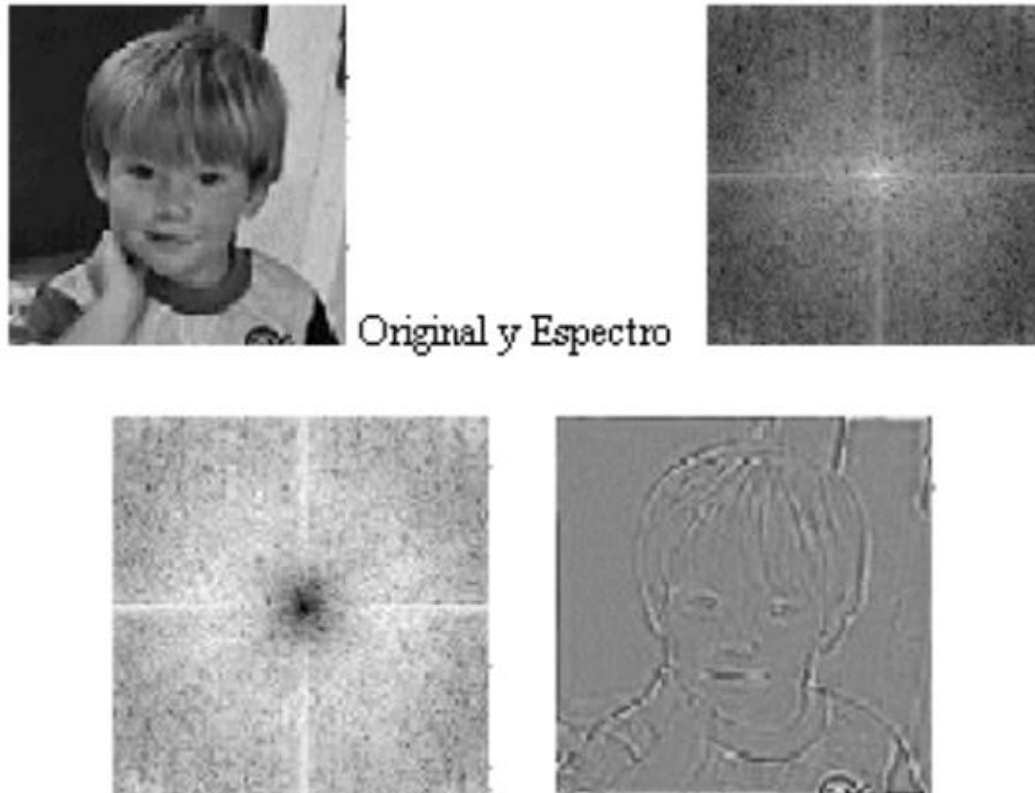


Figura 3.3. Procesado de imagen original y su espectro mediante un filtro de altas frecuencias

En la figura 3.3 se puede observar cómo se obtiene el espectro espacial de la imagen original y se realiza el filtrado, donde al dejar solo las componentes de alta frecuencia se crea una inversión de escalas del espectro que se traduce en pérdida de tonos en la escala de grises de la imagen original, quedando solo los bordes reconocidos.

3.2. CONFIGURACIONES BÁSICAS DE BEAMFORMERS

Se presentan el esquema teórico de dos “*beamformers*” comunes, referidos a aquellos capaces de procesar un ancho de banda pequeño o grande, en relación con los dos filtros mencionados al comienzo del epígrafe 3.1

- A) Definimos el primer beamformer que procesa señales con un ancho de banda bastante estrecho, con lo cual reciben el nombre de “*narrowband signals*”. La salida en el dominio del tiempo en un instante k sería la combinación lineal de todos los receptores en dicho instante k :

$$y(k) = \sum_{l=1}^j w_l x_l(k) \quad (3.1)$$

Parámetros expresión (3.1):

- $y(k)$: salida del beamformer en el dominio del tiempo para el instante k
- w_l : pesos conjugados que se multiplican a los datos recibidos. Los pesos deben ser complejos ya que se supone un receptor en cuadratura en todos los receptores para generar datos en fase.
- $x_l(k)$: datos recibidos por el receptor. Por el mismo motivo que los pesos se asume que los datos también son complejos.

Si realizamos un diagrama de bloques de la expresión anterior obtenemos el siguiente esquema asociado al beamformer a):

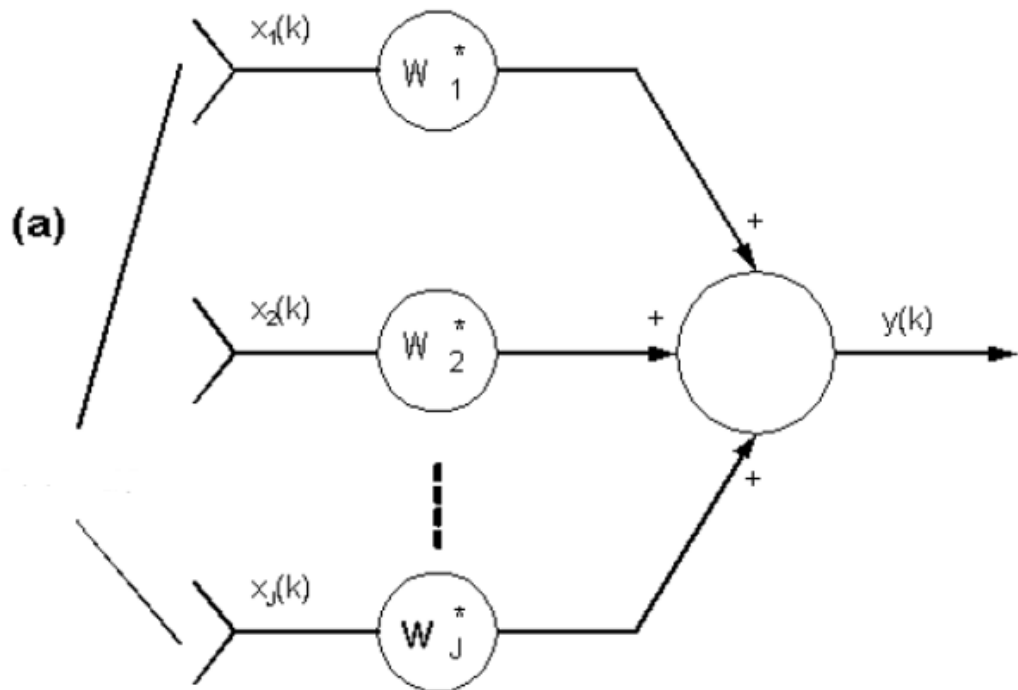


Figura 3.4. Diagrama de bloques del beamformer para señales "narrowband" [12]

- B) Introducimos un segundo beamformer que sea capaz de procesar las señales con un ancho de banda extenso en frecuencia ("broadband signals"), cuya salida se puede expresar matemáticamente como:

$$y(k) = \sum_{l=1}^j \sum_{p=0}^{K-1} w_{l,p} x_l(k-p) \quad (3.2)$$

Parámetros expresión (3.2):

- $y(k)$: salida del beamformer en el dominio del tiempo para el instante k
- K : retardos de cada uno de los receptores
- $w_{l,p}$: pesos conjugados que se multiplican a los datos recibidos. Son complejos al igual que en el beamformer a)
- $x_l(k)$: datos recibidos por el receptor desplazados según los retardos de los receptores. Por el mismo motivo que los pesos se asume que los datos también son complejos.

Igualmente esbozamos un diagrama de bloques para el beamformer b)

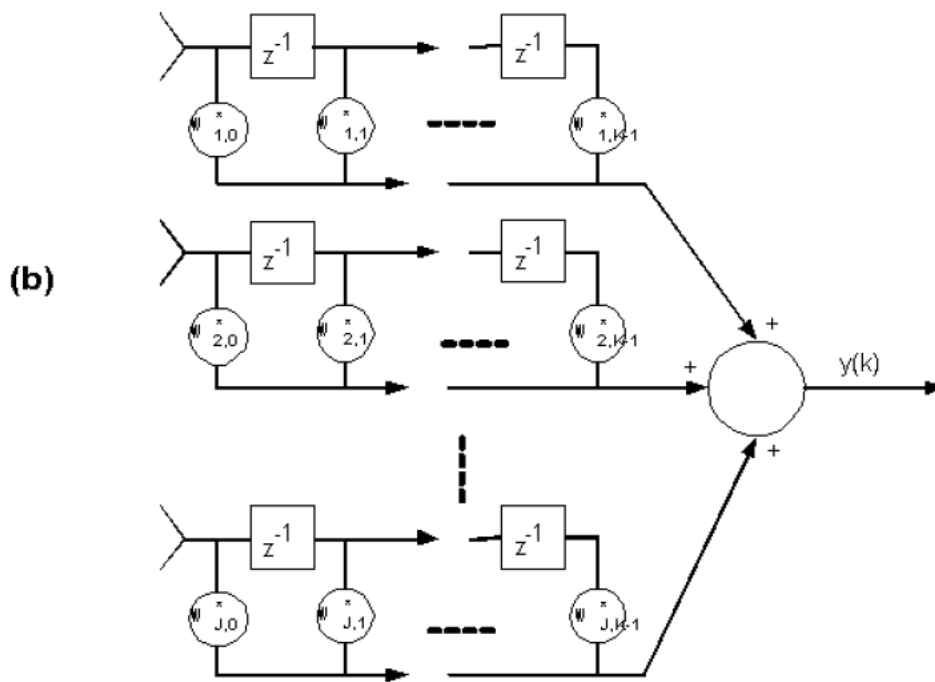


Figura 3.5. Diagrama de bloques del beamformer para señales "broadband" [12]

Denotar que los bloques Z de la figura 3.5 simplemente se refieren a un desplazamiento de la señal.

Una vez conocidas las salidas de los "beamformers", podemos aplicar esta idea a sistemas con arrays de antenas. La idea trata de combinar ambas respuestas y posteriormente estas

se pueden expresar como la amplitud de una onda compleja, como funciones de la posición (r) y la frecuencia angular (ω). Nos centramos en la DOA (Dirección de llegada por sus siglas en inglés, *Direction of Arribal*), y suponemos la fase nula del primer sensor, teniendo como entradas:

$$x_l = \begin{cases} e^{j\omega k} & \text{sí} & l = 1 \\ e^{j\omega k(k-\Delta l(\theta))} & \text{sí} & 2 \leq l \leq j \end{cases} \quad (3.3)$$

Parámetros de la expresión (3.3):

- ω : frecuencia angular de la onda plana compleja correspondida con la salida de los beamformers
- $\Delta d(\theta)$: retardo en el dominio del tiempo desde el primer receptor hasta el último
- θ : DOA
- j : número total de receptores

Las dos salidas simultaneas se recogen en la siguiente expresión

$$y(k) = W^H X \quad (3.4)$$

Se agrupan los pesos conjugados en una matriz hermítica de pesos W^H y X es una matriz donde se han agrupado los desfases de todas las antenas según se indicaba en E3.3.

Con todo esto podemos definir la respuesta final del “beamformer” según un punto espacial dependiente de la DOA y la frecuencia combinando (3.3) con (3.4):

$$r(\theta, \omega) = W^H [1 e^{j\omega\tau_2(\theta)} e^{j\omega\tau_3(\theta)} e^{j\omega\tau_4(\theta)} \dots e^{j\omega\tau_N(\theta)}] \quad (3.5)$$

Ya tenemos definida matemáticamente la respuesta final del sistema, donde se ha definido un nuevo parámetro $\tau_l(\theta)$ que refleja los retardos producidos desde la referencia con fase nula hasta el último receptor donde se aplica el último peso. En teoría de antenas, la matriz que contiene todos los desfases del sistema se conoce como “vector de

conducción” (“*steering vector*” en inglés). Luego podemos denotar la expresión (3.5) como:

$$y(k) = W^H SV(\theta) \quad (3.6)$$

Donde SV son las iniciales en inglés del vector de conducción y denotan la agrupación de desfases a la que este se refiere. Esta expresión dependiente del vector de conducción será hasta el final del trabajo en la cual nos basaremos para estudiar los diversos algoritmos adaptativos.

3.3. ALGORITMOS ADAPTATIVOS

Conocida ahora la aplicación para el sistema de antenas y la expresión de la salida adaptada, tenemos que resolver el problema de como calcular los pesos asociados a cada antena y poder mejorar las prestaciones. Para ello vamos a estudiar en profundidad dos algoritmos que tratan de reducir el error cuadrático de manera eficiente (el primero por recursión y el segundo de manera iterativa) para calcular los pesos óptimos.

3.3.1. RECURSIVE LEAST SQUARES

El algoritmo RLS (siglas de su nombre en inglés) surge como solución al problema del cálculo de coeficientes óptimos de un Filtro FIR (Respuesta al impulso finita por su terminología inglesa “Finite Impulse Response”) conocidas la entrada y salida deseada. Esta es una solución determinista, pues se minimiza la siguiente función de coste:

$$C(w) = \sum_{n=0}^{N-1} |e(n)|^2 \quad (3.7)$$

Referida a la suma del módulo al cuadrado del error en cada instante. La función de error es determinista, tal que:

$$e(n) = d(n) - w^H x_n \quad (3.8)$$

Nótese que la expresión (3.8) es consistente con el esquema explicado en la figura 2.6 referida a algoritmos adaptativos, considerando como $d(n)$ el valor deseado de la salida. Luego concluimos que $e(n)$ sería la señal que entra en el bloque de adaptación de dicha figura.

La idea del algoritmo RLS consiste en estimar N muestras mediante recursión, es decir, calculando las muestras a partir de la inicial conocida y la siguiente. Se resolvería en definitiva el problema de minimizar la función de coste de forma similar que, aplicando el método de mínimos cuadrados, ya que RLS converge a dicho método cuando hay ergodicidad. Viendo la función de coste en el instante n , extendemos la expresión E3.7 para todos los instantes posibles:

$$C_n(w) = \sum_{i=1}^N f^{n-i} |e(i)|^2 \quad (3.9)$$

Parámetros de la expresión (3.9):

- f : factor de olvido exponencial dentro del intervalo $(0,1)$. Habrá ergodicidad cuando este factor sea igual a la unidad.
- x_n : entrada en el instante n
- W^H : matriz hermítica donde se introducen los pesos asociados a cada entrada

Para continuar con el desarrollo definimos la matriz de estima de la autocorrelación, la cual será a la que se le aplicará el cálculo recursivo:

$$\phi_n = \sum_{n=0}^{N-1} f^{n-i+1} \phi_i \quad (3.10)$$

$$\phi_{n+1} = \sum_{i=1}^{N+1} x_n x_n^* \quad (3.11)$$

$$\Phi_{n+1}^{-1} = (\Phi_n f + x_{n+1} x_{n+1}^H)^{-1} \quad (3.12)$$

Aplicamos el “Lema de Inversión de Matrices” [13] para poder calcular el valor de la expresión E3.12 y encontrar la ecuación con la que calcular los pesos recursivamente usando RLS:

$$w_{n+1} = \Phi_{n+1}^{-1} \sum_{i=0}^{N-1} d(n) x_n^* \quad (3.13)$$

El resultado recursivo de RLS, por tanto, se puede expresar finalmente como:

$$w_{n+1} = w_n + \Phi_{n+1}^{-1} x_{n+1} [d^*(n+1) - x_{n+1}^H w_n] \quad (3.14)$$

RLS converge a la solución de mínimos cuadrados aproximadamente con $2M$ interacciones, independientemente de que se produzca en un entorno ergódico (el factor de olvido sea la unidad). Si esto último sucediera, no se produciría desajuste. El término $(n+1)$ depende también de un término de error.

Notamos que este algoritmo no se ve afectado por la dispersión de autovalores de la matriz de autocorrelación, pero si puede presentar inestabilidad numérica por el lema de inversión matricial.

3.3.2. LEAST MEAN SQUARE

El algoritmo LMS realiza una estima instantánea mediante una suma iterativa. Esta variante la haremos cuando, a diferencia de RLS, queremos una solución estocástica, por lo tanto, la función de coste a minimizar será:

$$C(w) = E[|e(n)|^2] \quad (3.15)$$

Según el desarrollo de la función de error descrito en el epígrafe 3.3.1 y sabiendo que la solución iterativa hará que calculemos los pesos según la siguiente expresión:

$$w_{n+1} = w_n - \frac{\mu}{2} \frac{\partial C(w)}{\partial w} \quad (3.16)$$

Siendo μ un parámetro escalar denominado ratio de aprendizaje que variará la convergencia del algoritmo tal que menor sea su valor, el filtro y la entrada serán independientes.

Desarrollando la expresión E3.16 adaptada a la expresión E3.1 los pesos quedarían:

$$w_{n+1} = w_n + \mu x_n e^*(n) \quad (3.17)$$

Con esa expresión, no es necesario conocer los estadísticos de segundo orden que requeriría el método de máxima pendiente general que reduce el error cuadrático medio y el cual no se ha mencionado en este desarrollo. Además, al comprender la entrada en el cálculo del siguiente peso, se consigue un “tracking” de la señal recibida. Dichos estadísticos serían:

$$R = E[x_n x_n^H] \quad (3.18)$$

$$S = E[d(n) x_n^*] \quad (3.19)$$

Los cuales se asociarían con los pesos óptimos según la siguiente expresión:

$$w_{opt} = (R - \alpha I)^{-1} S \quad (3.20)$$

Parámetros de la expresión (3.20):

- R estadístico de la expresión (3.18)
- S : estadístico de la expresión (3.19)
- α : parámetro que se ajustará el valor óptimo del peso según la entrada

- I : matriz identidad.

Sin embargo, ya hemos razonado que pese a la expresión E3.20, podemos desarrollarla para que no dependa de los estadísticos R y p que en la práctica rara vez son conocidos o fáciles de estimar. Así llegamos a la expresión del algoritmo iterativo:

$$w_{n+1} = (1 + \alpha\mu)w_n + \mu e(n)x_n \quad (3.21)$$

Asociamos la expresión (3.21) al siguiente diagrama de bloques (en el dominio de la frecuencia):

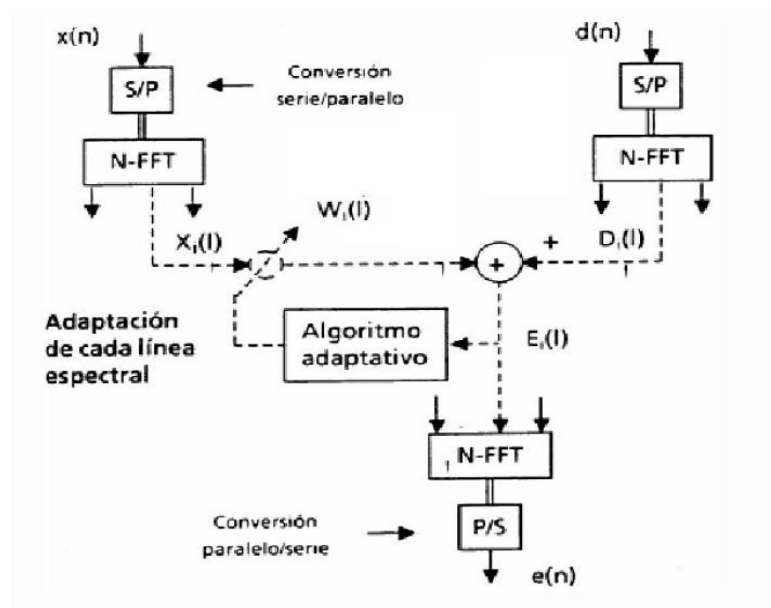


Figura 3.6. Diagrama de bloques del algoritmo LMS en el dominio de la frecuencia [14]

Los coeficientes del algoritmo tienen que describir una trayectoria que finalice en la solución de Wiener (óptimo) conocido como método de máximo descenso. El filtro de Wiener consiste en determinar la respuesta al impulso para un número determinado de muestras de tal manera que la salida del sistema sea lo más posible a la señal de entrada del bloque de adaptación del algoritmo, de tal manera que se minimice la función de coste. Esto se consigue cuando se minimiza el error cuadrático medio respecto a la respuesta al impulso.

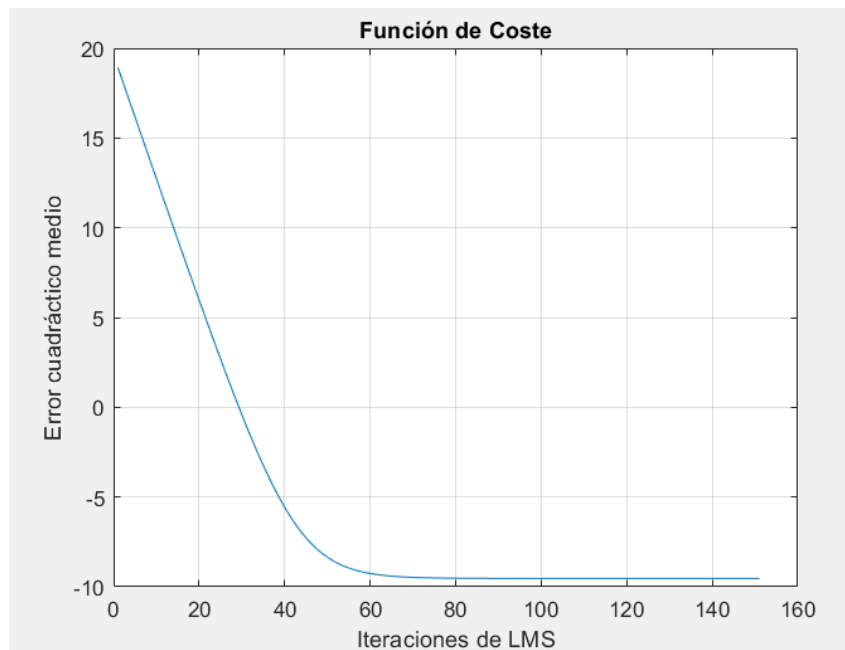


Figura 3.7. Solución del "Filtro de Wiener"

En el capítulo de resultados se mostrará la comparativa entre una señal real y la estimada utilizando esta técnica, además de una comparación entre los algoritmos RLS y LMS en un caso real, evaluando sus prestaciones conjuntas y que respuestas provocan.

CAPÍTULO 4. REDES DE CONFORMADO DE HAZ

En el presente capítulo se presentan diversos tipos de redes que se utilizan para lograr “*beamforming*” adaptativo que mejore la capacidad de los sistemas de antenas que reciban los datos espaciales. En general las redes de conformado de haz se encargan de proveer las excitaciones de amplitud y fase a los elementos de la antena que generalmente producen un patrón de radiación o un conjunto de haces con cierto diseño predefinido, ajustándose este dependiendo si es para comunicaciones espaciales o terrestres (esta implementación referida al ámbito de las telecomunicaciones).

Los sistemas de comunicaciones mediante satélites están sufriendo una mayor explotación ya que sus aplicaciones cada vez son más frecuentes, por eso necesitan de optimizaciones para lograr, por ejemplo, mayores tasas binaria. Esto repercute en modificar las estructuras de las antenas para que sean capaces de mejorar su ganancia, y una de las formas más eficiente de hacerlas es consiguiendo el conformado de haz directamente a la antena para lograr la velocidad deseada. Además, esta opción proporciona un sistema más flexible al conjunto de antenas. Dependiendo de la aplicación, se encuentran grandes obstáculos según el hardware de la antena, ya que necesitaría una mayor apertura, lo que a veces no se puede conseguir ya que no se pueden superar unos ciertos límites debido a tener que incorporar un sistema mecánico complejo y caro que redirija la antena a la posición del satélite. Otro problema existente son los errores del reflector en la etapa de fabricación, los cuales son directamente proporcionales al diámetro para altas frecuencias, es decir, a mayor diámetro, más errores aparecerán.

Para tratar estos inconvenientes se proponen varias estructuras de agrupaciones de antenas con pequeña apertura con capacidad de conformado de haz en las estaciones terrestres, ya que la combinación de estas estructuras con los algoritmos descritos en este trabajo es una combinación de máxima eficiencia para la transmisión de información con el menor ruido posible.

4.1. CORPS

Las estructuras periódicas de radiación coherente (CORPS) consisten en una disposición en celdas iguales y repartidas equitativamente en toda el área. Dichas celdas, al igual que las antenas que forman el array que van a optimizar, son elementos radiantes que son capaces de resonar a la misma frecuencia de trabajo.

Las CORPS también deben cumplir otra característica concreta la que cual es el acoplo coherente entre los elementos que la forman para lograr un efecto de filtrado que impida la transferencia horizontal incontrolada de energía.

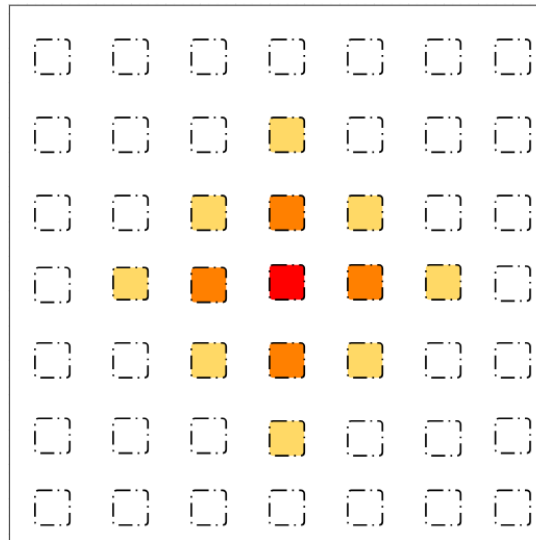


Figura 4.1. Esquemático de la CORPS

En la figura 4.1 se ve el esquema descrito al comienzo de este epígrafe, donde hay una estructura unitaria en la que en su parte central se observa una mayor cantidad de potencia acoplada a la capa superior de radiación, consiguiendo cierto conformado al centro de la estructura.

Aunque esta idea es realmente sencilla, no tiene muchas implementaciones ya que no se ha extendido mucho este tipo de tecnología, lo cual explica por qué ha sido incluida en este trabajo, para razonar sobre la innovación que presenta según sus prestaciones.

Para lograr el máximo rendimiento de una estructura tipo CORPS, hay que modelar diferentes mecanismos de acoplo. Un ejemplo serían los parches sobre sustratos de gran grosor. Desde el punto de vista de las CORPS, el tener un dispositivo de acoplo suficientemente sólido y diseñado correctamente podría ser una de las características más importantes a la hora de elegir una configuración en concreto para las celdas que forman una estructura CORPS. Sin embargo, surge la idea de que pudiéramos tener controlado el dispositivo de acoplo entre nuestras celdas, y pudiéramos forzar el acoplo coherente entre los mismos de manera adecuada, se mejorarían las prestaciones de radiación para su aplicación a entornos más desfavorables, como por ejemplo y aplicado al caso de estudio de las comunicaciones vía satélite, largas distancias de comunicación con perturbaciones atmosféricas, lo cual como ya hemos visto en el trabajo, empeora la señal recibida pues aumenta mucho el ruido.

Para explicar mejor la idea, haremos un símil con el funcionamiento del ojo humano. En el ojo humano, la difusión de la imagen que vemos (recepción de la información) sobre la retina se obtiene de forma natural gracias a una doble capa neuronal que interpreta la

información recibida, y en el caso de las estructuras CORPS, esa difusión sería la que conseguiríamos con el acoplo horizontal controlado, y gracias al procesamiento digital podemos tratar correctamente las señales recibidas. Esta idea se plasma en la figura 4.2:

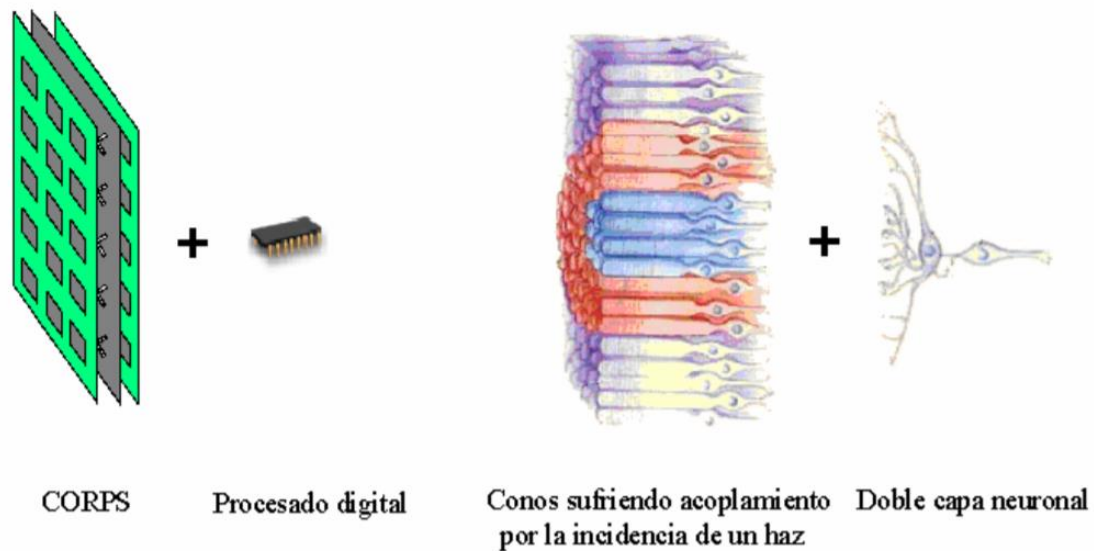


Figura 4.2. Comparación entre el funcionamiento de la CORPS y el ojo humano [16]

Otra ventaja de las CORPS es que en transmisión trabajan con un conjunto de fuentes ortogonales, con lo cual se podría aprovechar el efecto de difusión de estas estructuras para conseguir haces más directivos para cada fuente, de esta manera se reducirían los elementos que forman las redes de transmisión y por tanto hacerlas menos complejas y caras, pues habría cierta alimentación compartida para elementos intermedios debido a la coherencia del sistema.

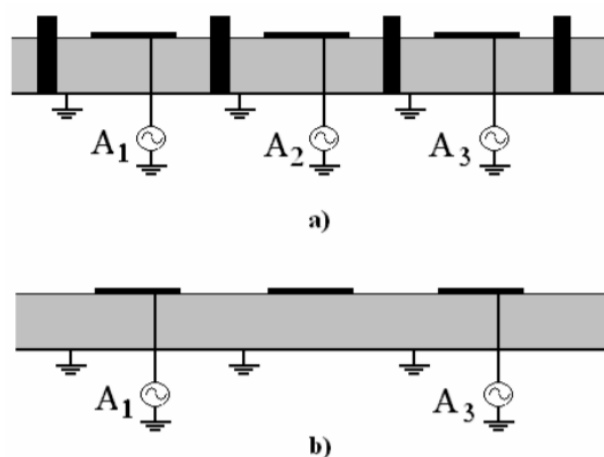


Figura 4.3. Ejemplo de alimentación para elementos intermedios empleando estructura CORPS [18]

En la figura 4.3 se muestra esta idea (antenas sobre tecnología microstrip) para la transmisión pues en la agrupación a) es necesario 3 elementos receptores con sus correspondientes circuitos de alimentación, (cada uno señalado con una tira de la microstrip) sin embargo en la agrupación b) solo se emplean 2 elementos para alimentar la red, puesto que la tira intermedia se alimenta por el acoplo horizontal de los demás elementos, luego hemos visto cómo conseguir un equivalente con estructura CORPS aplicado a la transmisión.

Luego la aplicación que podemos hacer de las estructuras CORPS respecto a los arrays de antenas se puede ver como sustrato de estas. Usando las CORPS como sustrato de las antenas, de manera que formen parches y ranuras resonantes que permitan trabajar a altas frecuencias. Como este diseño de parches está hecho a la frecuencia de diseño, la cual denominamos f_0 , hay transmisión total y todas las muestras del campo que inciden en la primera capa, atravesarán completamente la estructura y hasta llegar a la capa final, denominada de radiación. Según el principio de Huygens, una vez las muestras del campo incidente atraviesan la capa de manera vertical, se pueden reproducir las ondas incidentes originales cuando la separación entre las antenas es menor que la longitud de onda en el espacio libre.

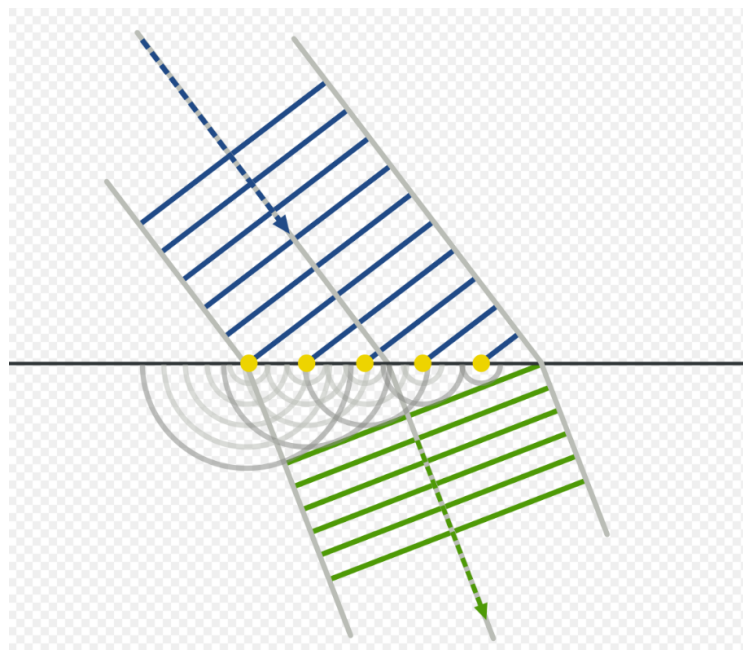


Figura 4.4. Principio de Huygens para la refracción de la luz, manteniendo la longitud de onda, velocidad y frecuencia [17]

Sin embargo, hay que tener en cuenta si existe acoplo entre los elementos del conjunto total, las líneas de campo que se transmiten entre las capas se pueden distorsionar y no tener el mismo campo a la entrada de una capa y a su salida. Este problema también lo solucionan las CORPS, ya que “tienen a raya” dicho acoplo ya que por la definición de

estructura CORPS, estos serían coherentes y no eliminarían la contribución de ningún elemento radiante del conjunto.

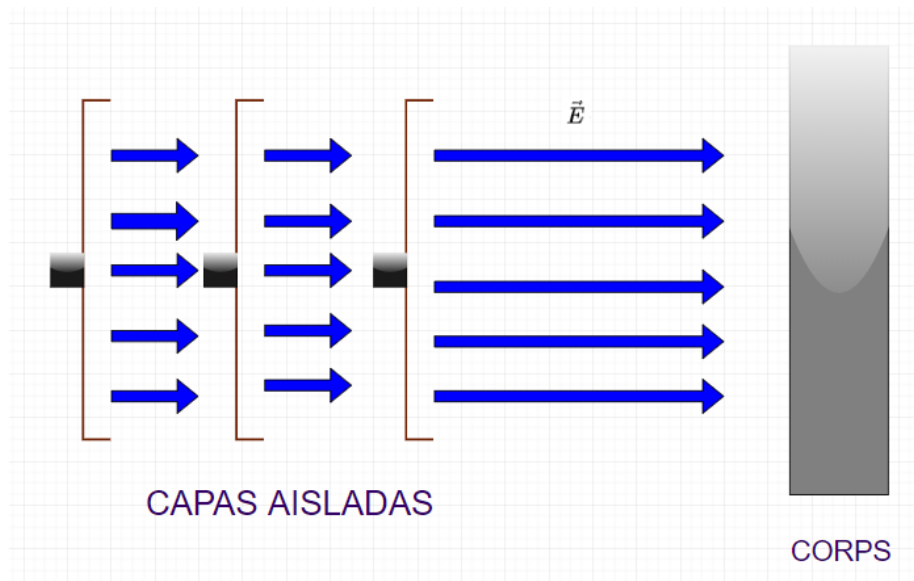


Figura 4.5. Aplicación CORPS con capas o parches aislados para mantener las características del campo eléctrico

En la figura 4.5 se ilustra esta idea, donde al atravesar el campo el CORPS llega con las mismas características al resto de las capas sin consecuencias negativas en estas ni se produce acoplo no deseado. Con este concepto, podemos mejorar las prestaciones del diagrama de radiación de la antena consiguiendo mejorar el conformado del haz (aumento de la dirección de máxima irradiación), mediante un aumento del campo irradiado pues hay una reducción de las pérdidas.

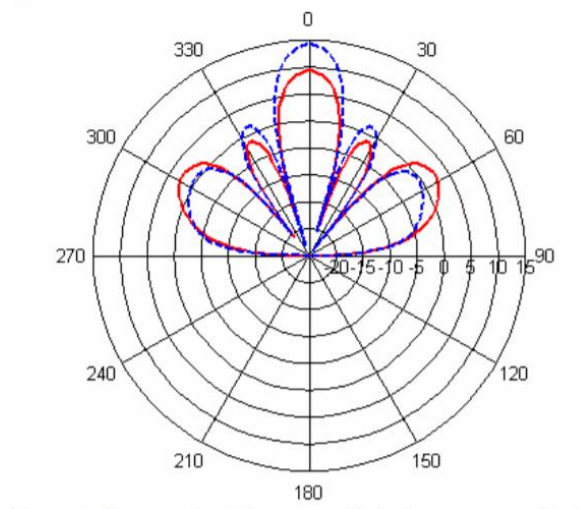


Figura 4.6.Comparativa deseada del diagrama de radiación de la antena en coordenadas polares [18]

Donde se muestra en azul y con línea discontinua el campo con el sistema empleando la estructura CORPS y en rojo y con línea continua el campo sin CORPS, viendo las pérdidas de campo referidos en el principio de Huygens.

Ya conocidas las características de las CORPS, podemos sacar conclusiones respecto a las comunicaciones espaciales. La aplicación de las estructuras tipo CORPS se centra más en reducir la complejidad de las redes de alimentación de las antenas receptoras y también de las transmisoras, pues se ha explicado que con el acoplo horizontal de la estructura se pueden hacer diseños equivalentes en prestaciones, pero con menos elementos, reduciendo costes en el ensamblaje del satélite (estación transmisora).

4.2. ALGORITMOS ADAPTATIVOS PARA REDES DE CONFORMACIÓN GENERALES

Haremos el estudio con enfoque general en la arquitectura FSC (*“Full Spectrum Combining”*), pero también veremos cómo adaptar alguno de los algoritmos que presentaremos posteriormente a las estructuras CORPS vistas en el epígrafe anterior.

Las redes FSC se puede adaptar a un algoritmo de conformación genérico tras la demodulación, ya que esta utiliza menos recursos que otra arquitectura que también permita la adaptación del algoritmo tras la demodulación, como es el caso de SC (*“Symbol Combining”*). Centrándonos en el algoritmo de conformado, vamos a quedarnos con aquellos algoritmos que permitan adaptarse a un cambio tanto en la recepción de la señal como de las interferencias, ya que estas son las características propias del satélite. Por eso y como se vio en el capítulo 3 el algoritmo debe de calcular los pesos asociados a cada antena siguiendo la expresión (4.1).

Así podemos diferenciar para nuestro propósito dos tipos de algoritmos:

4.2.1. ALGORITMOS BASADOS EN REFERENCIA ESPACIAL

Son aquellos que utilizan el vector de conducción del array de antenas de trabajo, vector donde se guardan las diferencias de fase de cada antena para calcular los pesos pudiendo cancelar la totalidad de los elementos menos 2 interferencias puntuales.

4.2.1.1. MINIMUN VARIANCE DISTORTIONLESS RESPONSE

Distinguimos el algoritmo MVDR (Minimun Variance Distortionless Response), el cual minimiza la potencia de transmisión (salida) sujeto a la restricción de una respuesta normalizada en la dirección donde se va a establecer la comunicación, por eso es necesario conocer el vector de conducción. Aplicando el método de los multiplicadores de Lagrange los pesos se corresponderían con:

$$w_{MDVR} = \frac{R_n^{-1}SV}{SV^H R_n^{-1}SV} \quad (4.1)$$

Parámetros de la expresión (4.1):

- R_n : inversa de la matriz de correlación del ruido. Si el array está formado por j elementos, las dimensiones de esta matriz serán de $j \times j$.
- SV : vector de conducción.

Hay ocasiones en que no podemos obtener la inversa de la matriz R_n , con lo cual esta se sustituye por una matriz R , que incluye en la misma matriz la señal y ruido, con lo cual el algoritmo se denomina MPDR (Minimun Power Distortionless Response). Hay que señalar que, con la presencia de errores, la degradación de esta última variante es mucho más significativa. Un ejemplo de error que podría darse sería una estimación errónea del vector de conducción. En el capítulo de resultados se expondrá la simulación de un sistema con este algoritmo para estudiar la mejora que debe producirse.

4.2.1.2. POST INTERFERENCE CANCELLER ORTHOGONAL INTERFERENCE BEAMFORMER

EL algoritmo PIC-OIB es una variante del algoritmo de Applebaum. PIC-OIB consiste en separar la señal de sus interferencias, mezclando estas en un único haz (Applebaum trata de separar a su vez las interferencias en distintos haces dependiendo de las características de cada una), siendo un conformador de mínima varianza como se especifica en la figura 4.7:

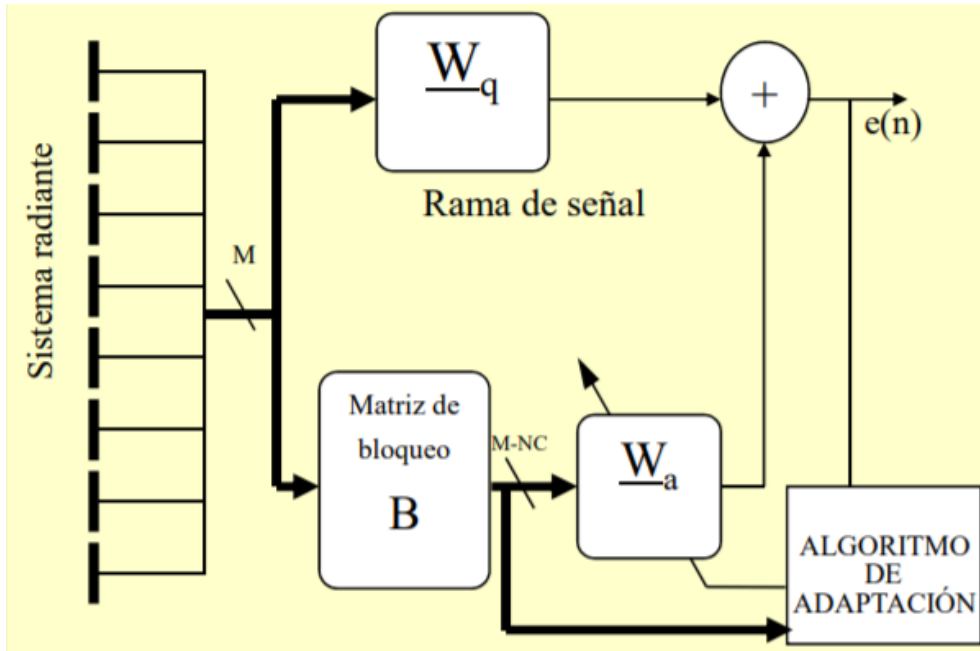


Figura 4.7. Diagrama de bloques sistema adaptativo basado en algoritmo de Applebaum [19]

El algoritmo PIC-OIB, al ser una particularidad del algoritmo de Applebaum, también puede mejorar sus prestaciones si se combina con los algoritmos RLS o LMS anteriormente estudiados, dependiendo del entorno donde se quiera optimizar PIC-OIB. El cálculo de los pesos óptimos viene dado por la siguiente expresión:

$$\underline{w} = \frac{1}{q} \frac{\underline{S} \underline{V}^H \underline{R} \underline{U}}{\underline{U}^H \underline{R} \underline{U}} \quad (4.2)$$

Parámetros de la expresión (4.2):

- \underline{q} : número de elementos del array
- \underline{U} : una matriz de pesos auxiliares calculados únicamente a partir de la dirección de la señal de entrada. Notar que su hermítica es ortogonal al vector de conducción.
- \underline{R} : matriz de correlación señalada en la expresión (4.1).

Destacamos las características principales para este algoritmo:

- Está condicionado a las buenas prestaciones de los elementos del array, es decir, de la ganancia y la fase de las antenas del sistema. Esto se ve modificado por la posición y la distancia entre antenas.
- Obliga a practicar técnicas de calibración previa del conjunto completo.

Como la dimensión de los pesos se ha reducido se infiere mayor eficiencia a nivel computacional en este algoritmo respecto del MVDR. Además, si tenemos menos interferencias que elementos que formen el array, presenta también mejores prestaciones, en factores de ganancia, que MVDR y se ve menos afectado que este si hay valores erróneos en el vector de conducción. Sin embargo, PIC-OIB presenta ciertas desventajas respecto a MVDR respecto en entornos con una relación señal a ruido altas, con lo cual este algoritmo ya lo podemos descartar para aplicarlos a satélites MEO y HEO.

4.2.2. ALGORITMOS BASADOS EN REFERENCIA CIEGA

Estos algoritmos no utilizan información exterior, es decir, no precisan de la información contenida en el vector de conducción para calcular los pesos óptimos. Al no depender por tanto de procesar información adicional son más eficientes computacionalmente que los algoritmos basados en referencia espacial.

4.2.2.1 ALGORITMO DE AUTOVALORES

Primero analizamos el algoritmo de autovalores o algoritmo EIGEN, el cual estima el vector de conducción de la señal recibida a partir del auto vector asociado al mayor autovalor de la matriz de correlación. Los pesos se calculan según la siguiente ecuación:

$$w(n+1) = \frac{\| (n+1) \|}{(n+1)} \frac{[n \cdot u(n) + x(n+1)x^H(n+1)w(n)]}{\| [n \cdot u(n) + x(n+1)x^H(n+1)w(n)] \|} \quad (4.3)$$

Parámetros de la función (4.3):

- **$u(n)$** : recoge la relación entre la distancia, longitud de onda y el desfase del sistema para cada elemento que forme el array. Para el primer instante, lo más sencillo es suponer: $u(0) = x(0)$
- **x** : denota la entrada del sistema, en este caso, las antenas.
- **$\| \|$** se refiere a la norma vectorial.

4.2.2.2. SUPPLE

El algoritmo SUMPLE (derivado del algoritmo SIMPLE [22]) estima el vector de conducción de la señal a partir de las correlaciones cruzadas de cada elemento del array con uno de referencia, con lo cual se aprecia como un algoritmo iterativo, pues cada paso es una réplica del anterior. El algoritmo se describe según el siguiente diagrama de bloques:

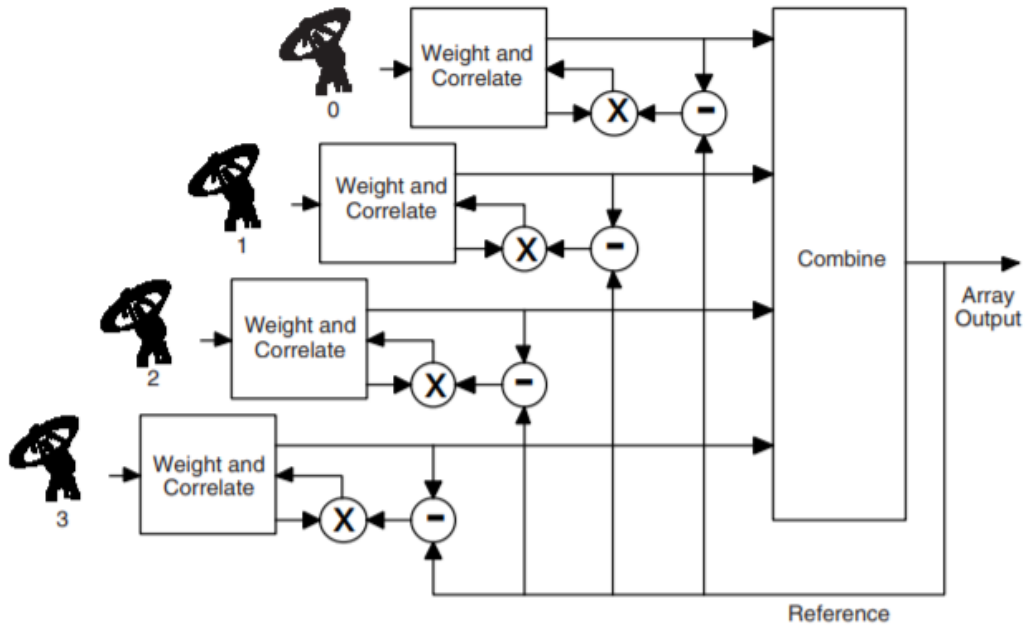


Figura 4.8. Diagrama de bloques del algoritmo SUMPLE [22]

Así se define el cálculo de los pesos con la siguiente expresión:

$$w_i(n+1) = \frac{nw_i(n) + \left(\sum_{m=1 \neq i}^M x_m^H(n+1)w_m(n)\right)x_i(n+1)}{j(n+1)w_1(n+1)} \quad (4.4)$$

Parámetros de la expresión (4.4):

- \mathbf{w}_1 : peso inicial del elemento de referencia, el cual se compara para cada instante. El caso más simple es considerarlo igual a la unidad
- \mathbf{M} : número de elementos que forman el array
- \mathbf{x} : entrada del sistema.

Para poder comparar todos estos algoritmos en un mismo caso práctico, en el capítulo de resultados se expondrán todos ellos para realizar el conformado de haz sobre dos imágenes de referencia tomadas del mismo satélite en un entorno de pruebas (Test-Bed).

CAPÍTULO 5. BEAMFORMING DIGITAL

En el presente capítulo veremos algunos algoritmos sobre beamforming digital (DBF), presentado en el capítulo del estado del arte. Estudiaremos las bases de esta tecnología y prestaciones de algunos algoritmos adaptativos a este sistema.

5.1. FUNDAMENTOS

El DBF tiene el mismo principio que todas las técnicas del conformado de haz vistos durante el documento, pero ahora todos los receptores son digitales, como por ejemplo es el caso de las antenas inteligentes, pero siguen manteniendo sus características de elementos radiantes. Es necesario hacer una conversión a frecuencias medias de la información recibida en la banda de radiofrecuencias, y digitalizar la señal de cada una de las antenas, o dependiendo de la tecnología, pequeños grupos de antenas se pueden digitalizar simultáneamente. El ruido y la distorsión de la señal no están correlacionados entre todos los elementos receptores.

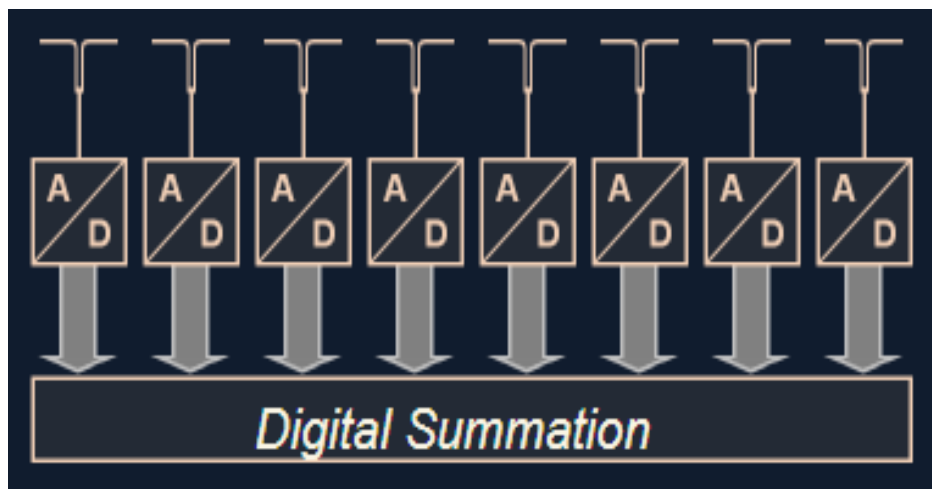


Figura 5.1. Diagrama de un sistema que emplea DBF

Las ventajas que presenta el DBF respecto a su predecesor analógico son:

- Mejora el rango dinámico
- Controla múltiples haces simultáneamente
- Se tiene mayor control sobre la amplitud y la fase de la señal recibida.

La conversión de radiofrecuencias se lleva a cabo mediante la división de la señal en dos señales binarias en banda base representando los denominados canales “Q” y “P”. La banda base digital recibe estas señales como representación de la amplitud y la fase de la información capturada en cada antena.

El proceso, como la mayoría de los procesos de conformado de haz estudiados, necesita del cálculo de unos pesos para cada entrada digital, para poder ajustar sus características y conformar el haz deseado mediante la suma de todas entradas multiplicadas por sus pesos asociados, consiguiendo mayor directividad. Mediante el software donde implementemos el DBF se puede conseguir diversos tipos de haces, los cuales se tratan por su término inglés:

- “*Scanned beams*”: donde se analiza el haz y se recibe la información conforme a sus características físicas, las cuales se refieren a la fase, conmutando las señales recibidas de manera que se pueda hacer una selección en tiempo real.

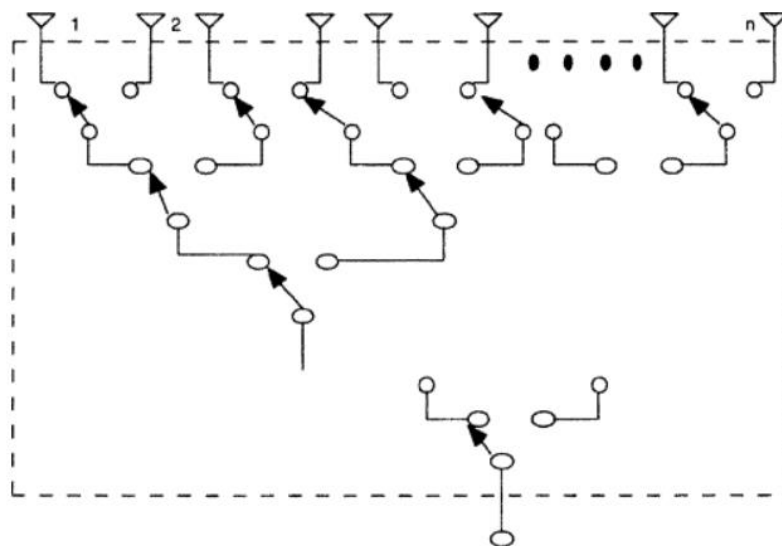


Figura 5.2. Matriz de conmutación de fases

- “*Multiple beams*”: donde el conformado se hace con diversos haces para lograr reprojectarlos en diversas direcciones a la vez, tal y como muestra la figura 5.3.

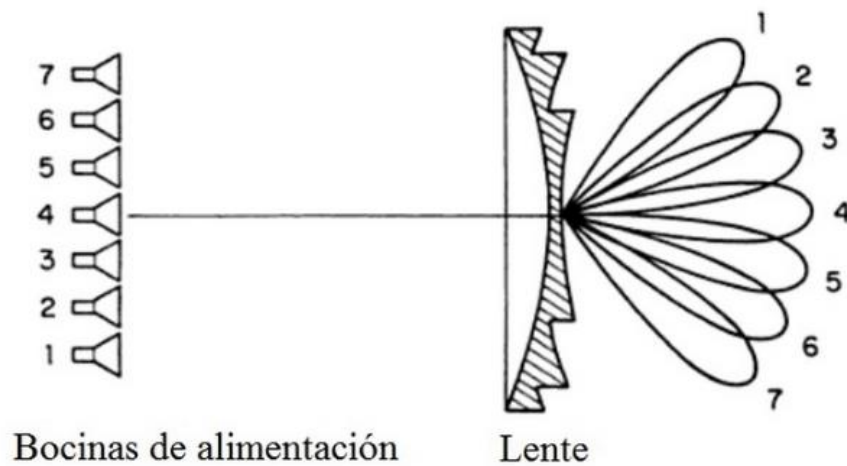


Figura 5.3. Técnicas "multi-beam" adaptada a comunicaciones espaciales [25]

- “*Shaped beams*”: consiste en agrupar distintos haces para mejorar las prestaciones finales en una determinada dirección. Para entender el concepto se puede ver como un símil del “refuerzo de un elemento”. [26]

Los pesos de las antenas a su vez han de ser seleccionados con mayor cuidado para obtener picos y nulos en las zonas deseadas del diagrama de radiación (directividad). Así podemos hacer algoritmos adaptativos, los cuales modifican los pesos para optimizar automáticamente el array de antenas y maximizar la calidad del canal de comunicación, para ello se resolverá un problema de optimización para una función objetivo.

5.2. TÉCNICAS DE CONFORMADO

Una vez se ha profundizado en los fundamentos del DBF, pasamos a estudiar esquemas más complejos que permitan separar los haces de manera eficiente.

5.2.1. BEAMFORMING DIGITAL BASADO EN ELEMENTOS ESPACIALES

En esta técnica, las señales captadas por las antenas que actúan como entrada del sistema son directamente multiplicadas por un set de pesos, del cual se independiza el peso número 1 (asociado a la primera antena o entrada del sistema) añadiéndole el peso correspondiente, después se prosigue con los demás, para formar el haz con el ángulo deseado. La idea de multiplicar las entradas por diferentes sets de pesos se realiza para

agrupar los haces según el apuntamiento de sus ángulos en el entorno que se definan los elementos del sistema. En el siguiente diagrama de bloques se puede resumir esta técnica:

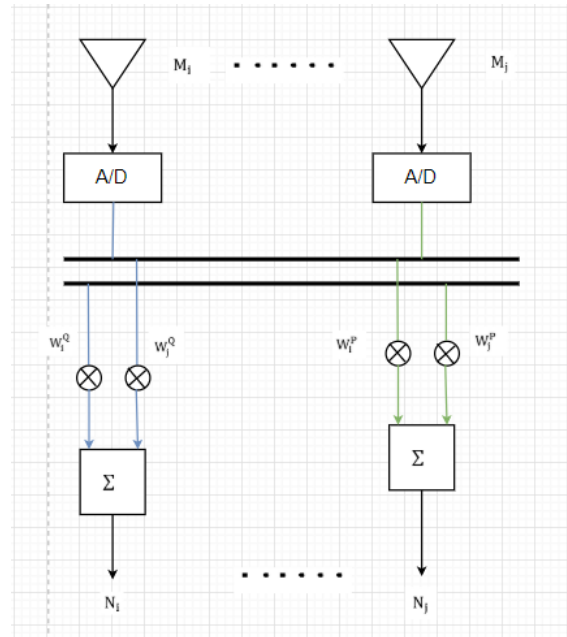


Figura 5.4. Diagrama de bloques para conformado de haz digital basado en elementos espaciales

Vemos en la figura 5.4 la modificación que supone pasar por el conversor analógico digital (ADC), que consiste en la multiplicación de la salida por dos pesos distintos para cada elemento. Esto sigue la idea de los algoritmos de conformado basados en referencia espacial estudiados en el epígrafe 4.2.1, donde el proceso es idéntico, pero realizando el procesamiento de señal solo con una única matriz de pesos óptimos.

5.2.2. BEAMFORMING DIGITAL BASADO EN HACES ESPACIALES

Con este método en vez de multiplicar directamente el set de pesos por las entradas de las antenas, estas últimas se procesan con un bloque denominado “multiple-beamformer” para lograr un set de haces ortogonales entre sí. Se aplica la transformada de Fourier discreta (se ha convertido la entrada en digital) a las salidas del ADC y estas se introducen en el selector de haces para encontrar el conjunto de haces ortogonales. La salida de cada haz es la que se multiplica por el set de pesos, el cual no cambia su distribución respecto a la técnica del epígrafe anterior:

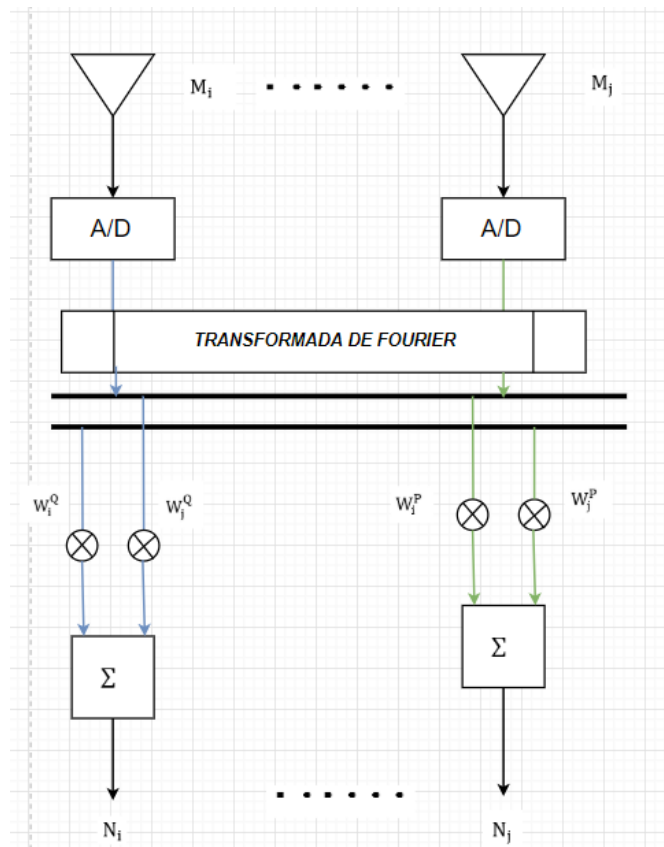


Figura 5.5. Diagrama de bloques de un sistema de selección de haces digital

Se infiere del diagrama anterior que esta implementación va a presentar mejores características de salida, pero esto es debido a una complejidad más elevada en el sistema (un aumento de los costes), ya que se han añadido los bloques de selección de haz.

5.2.3. BEAMFORMING BIDIMENSIONAL

Esta técnica está pensada especialmente para comunicaciones espaciales, por eso nos vamos a centrar exhaustivamente en el análisis de esta tecnología para encontrar alguna implementación real.

Recibe este nombre ya que el array de antenas receptoras suele ser bidimensionales, con lo cual los conceptos, técnicas y algoritmos para los arrays lineales se extienden coherentemente hacia el caso en dos dimensiones. En este caso el vector de conducción se corresponde con un array bidimensional (matriz de $M \times N$ elementos) según la nomenclatura de la figura 5.6.

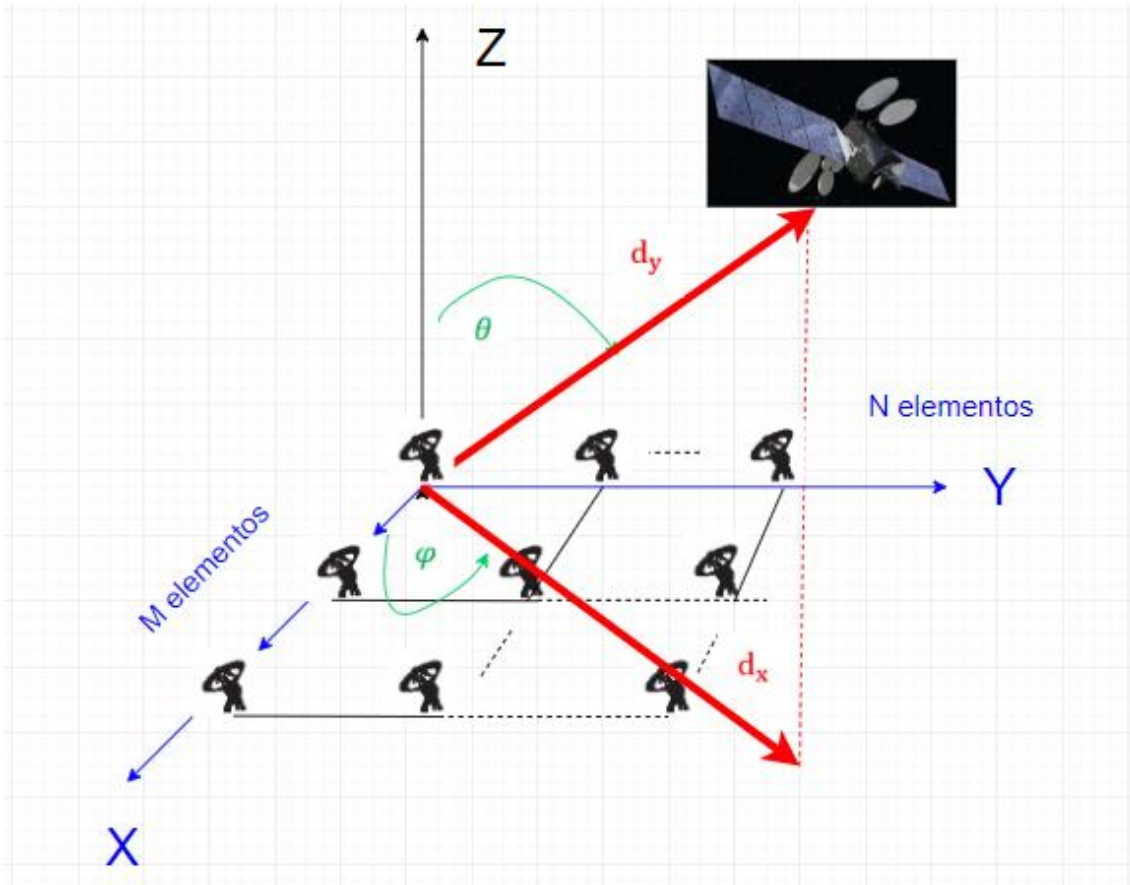


Figura 5.6. Esquema de partida de un array de antenas para el análisis bidimensional

El plano de la figura 5.6 se correspondería con un array bidimensional de antenas teniendo en cuenta sus diferencias de DOA. Sabiendo que el vector de conducción se deriva de la geometría y de la DOA. Asumimos que el sistema trabaja según una configuración “narrowband” (epígrafe 3.2, configuración de “beamformer” A) ya que es el más utilizado en la técnica bidimensional, además así gozamos con la ventaja de poder reutilizar las expresiones de dicho capítulo y que simplifiquen este desarrollo. Así, podemos expresar las señales de entrada como:

$$X(t) = x(t)e^{j(\beta d_x \cos(\varphi) \sin(\theta) + \omega_0(t - \tau))} \quad (5.1)$$

Parámetros de la expresión (5.1):

- $x(t)$: señal de entrada del sistema.

- β : constante de fase de la onda. Si suponemos que no hay pérdidas esta será equivalente al número de onda k
- d_x : proyección de la distancia del elemento del array de referencia al satélite. Está marcada en rojo en la figura 5.6.
- φ : ángulo de azimut de la antena.
- θ : ángulo de elevación de la antena.
- ω_0 : frecuencia angular de trabajo.
- τ : retardos entre las antenas que conforman el array.

Conocida dicha expresión que solo afecta a una antena, si queremos estudiar el sistema completo solo tenemos que generalizar para las distancias y desfases de todo el conjunto completo:

$$X(t) = x(t)e^{j[2\pi\sqrt{((i-1)\frac{d_x}{\lambda})^2 + ((j-1)\frac{d_y}{\lambda})^2} \cos(\varphi - \frac{1}{\tan\{(i-1)\frac{d_x}{\lambda}\}}) \sin(\theta) + \omega_0(t - \tau)]} \quad (5.2)$$

Parámetros nuevos de la ecuación (5.2):

- i : elemento i -ésimo de los M elementos verticales del array.
- j : elemento j -ésimo de los N elementos horizontales del array.

Agrupamos los desfases de todas las antenas del array (matriz de dimensiones $M \times N$). Para ello necesitamos una matriz columna cuyas filas se correspondan con los desfases de los $M \times N$ elementos (las distancias serán fijas para cada caso, correspondiendo con la definición pura de vector de conducción):

$$SV(\varphi, \theta) = \begin{bmatrix} SV_{M,1}(\varphi, \theta) \\ SV_{M,2}(\varphi, \theta) \\ \vdots \\ SV_{M,N}(\varphi, \theta) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Aclaración sobre la notación de expresión (5.3): $SV_{i,j}(\varphi, \theta)$ es una matriz cuya primera fila corresponde con el vector de conducción de todos elementos del eje Y (figura 5.6) con el primer elemento de los N correspondiente al eje X, la segunda columna es el vector de conducción de los M elementos del eje Y respecto al segundo elemento de los

N del eje X, y así sucesivamente hasta que se obtienen todas las relaciones y se guardan en la matriz bidimensional referida en (5.2)

Ya conocido el vector de conducción del sistema completo, recordando la expresión (3.1), pues estamos trabajando con un sistema “*narrowband*”, combinamos dicha ecuación con (5.2) y (5.3) para obtener la salida del sistema:

$$y(t) = x(t)e^{j\omega_0(t-\tau)}W^H SV(\varphi, \theta) \quad (5.4)$$

Parámetros expresión (5.4):

- W^H : matriz de pesos para todas las entradas del array. Para que la expresión sea congruente debe de ser una matriz bidimensional $M \times N$ tal que:

$$W = \begin{bmatrix} W_{M,1} \\ W_{M,2} \\ \vdots \\ W_{M,N} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Donde las matrices que componen la versión E5.5 son de la forma:

$$W_{M,i} = \begin{bmatrix} w_{1,i} \\ w_{1,i} \\ \vdots \\ w_{M,i} \end{bmatrix}, i < N \quad (5.6)$$

- $SV(\varphi, \theta)$: vector de conducción correspondiente a la expresión (5.3)

Nótese también que no se han unido todas las entradas en una matriz $X(t)$ para poder tratar por separado el vector de conducción y la matriz de pesos, y poder comentar la relación de dimensiones entre dichas matrices.

En la práctica aparece ruido, luego debemos añadirlo a la expresión (5.4):

$$y(t) = x(t)e^{j\omega_0(t-\tau)}W^H SV(\varphi, \theta) + N(t) \quad (5.7)$$

Donde el ruido $N(t)$ se define como:

$$N(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N w_{m,n}^* n_{m,n}(t) \quad (5.8)$$

Parámetros de la expresión (5.8):

- $\mathbf{n}_{m,n}(t)$: ruido producido a la salida de los beamformers para cada elemento.
- $\mathbf{w}_{m,n}^*$: peso asociado al ruido de cada elemento para disminuir el efecto de este sobre la salida final

Como nuestro objetivo se puede extender a encontrar la salida resultante de diversos elementos, cada entrada soporta varios haces ya que el array puede usarlo más de una fuente. Teniendo en cuenta esto último, la salida final del algoritmo bidimensional será:

$$y(t) = \sum_{k=1}^L x_k(t) e^{j \omega_0(t - \tau)} W_k^H S V_k(\varphi, \theta) + N_k(t) \quad (5.9)$$

Donde L son el número de señales que se agrupan para cada entrada, también denominadas “señales de impacto” cuando hay más fuentes externas, por ejemplo, en vez de ser un solo satélite el que se comunica con el array, tener esa misma infraestructura terrestre para una flota de satélites LEO.

La expresión final (5.9) determina un algoritmo diseñado para optimizar la ganancia de la antena, aunque puede ser modificada para adaptarse a otros requisitos. Está técnica al tratar con señales “*narrowband*”, tienen mayor directividad y más facilidad para su implementación hardware. Así, se implementa para cambiadores de fase y atenuadores. La red de conformado de haz controla la dirección del haz donde se reduzca el vector de conducción.

5.3. BEAMFORMING DIGITAL ADAPTATIVO

La idea es usar beamformers adaptativos, es decir, que sea capaz de separar las señales localizadas en la misma banda de frecuencia, pero separadas en el dominio espacial. Así se conseguirá optimizar el modelo del array. Es una continuación del epígrafe 3.3, pero con mayor enfoque a optimizar el procesamiento digital de señal, ampliando el estudio

anterior sobre los algoritmos RLS y LMS, combinados con otros (o variantes de estos) en un entorno de trabajo con mayores restricciones.

Es necesario elegir con cuidado el algoritmo adaptativo específico, ya que la selección de los pesos es esencial para la optimización que se busca y para la velocidad de convergencia de este. En el capítulo de filtrado espacial se analizaron prestaciones de los algoritmos más importantes en este aspecto: LMS y RLS.

La diferencia entre los algoritmos adaptativos y los algoritmos “tradicionales” es que los pesos se basan en las estadísticas de la entrada $x(t)$ realizado en el procesador adaptativo de la figura 2.6, y de esa manera la salida se ve muy poco perjudicada por los efectos del ruido y la interferencia. Este procesamiento adaptativo estadístico se realiza de forma más eficiente y perfeccionada con los algoritmos RLS y LMS (puesto que son extensiones, se resolvería con el criterio de mínimos cuadrados, pero tal y como se analizó la comparativa de ambos, dependiendo del origen y la eficiencia era mejor usar RLS o LMS, por el tiempo de convergencia o por el número de muestras que empleaban para el mismo entorno).

5.3.1. LMS NORMALIZADO

Es una variante del algoritmo LMS, pero normalizado, incluyendo el problema de que es costoso encontrar una ratio de aprendizaje que asegure la estabilidad del algoritmo (lo cual puede ocasionar problemas en aplicaciones ya que recordando el capítulo de filtrado espacial RLS también corría el riesgo de no ser estable numéricamente). NLMS resuelve el problema normalizando la potencia de la señal de entrada. Actualiza los pesos de la siguiente manera:

$$w_{n+1} = w_n + \frac{\mu x_n e^*(n)}{\|x_n\| + \varepsilon}, \quad 0 < \mu < 2 \quad (5.10)$$

Variando respecto a la expresión (3.17) en que ahora los pesos dependen del factor ε que al ajustarse independiza la convergencia de la potencia de entrada, cuando se acota el valor de la ratio de aprendizaje. De esta manera, ya la proporcionalidad entre los pesos y las entradas no es tan alarmante para problemas de amplificación, solucionando el problema de ruido de gradiente. Sin embargo, la optimización de este parámetro si no es la adecuada puede hacer que el algoritmo demasiado rápido, oscilando en el mínimo, o que el error de salida sea mayor que el del propio LMS y la convergencia sea demasiado lenta. Probamos el algoritmo para ver como aproxima la señal a la salida de un filtro tipo Butterworth para ver si se mejoran las prestaciones de dicha señal:

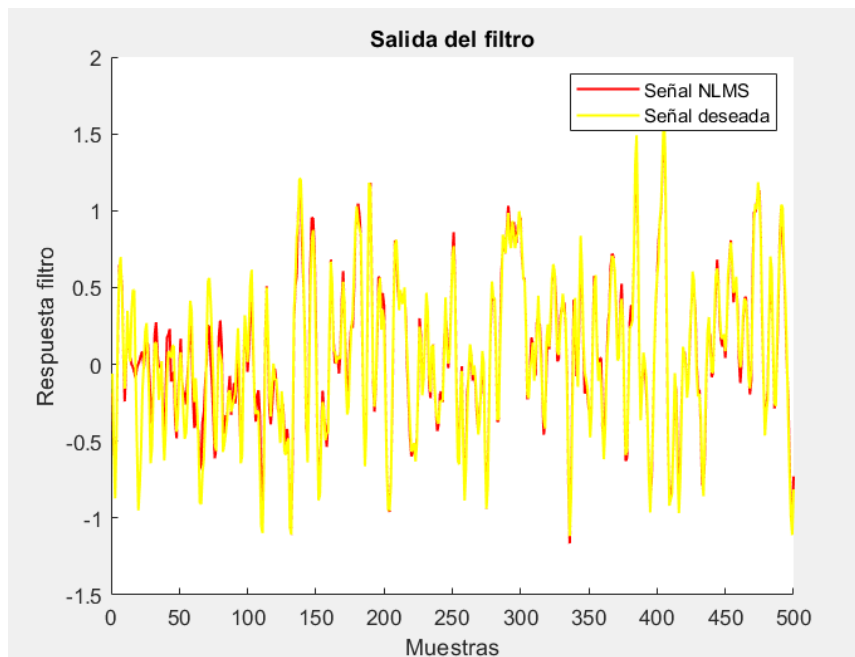


Figura 5.7. Comparación de prestaciones de la salida de un filtro tipo Butterworth aplicando NLMS

En la figura 5.7 se observa como para un numero de muestras intermedio, la calidad de la señal adaptada con el algoritmo NLMS es bastante parecida a la señal deseada $d(n)$ que sirve como entrada al bloque de adaptación según los diagramas de los sistemas adaptativos.

5.3.2. SAMPLEX MATRIX INVERSION

Denominado como algoritmo SMI, consigue mejores resultados que una aproximación continua, con lo cual converge más rápido que una aproximación continua (algoritmo LMS). Esto genera que la convergencia sea mucho más rápida ya que optimiza el proceso de inversión de la matriz de covarianzas. La matriz de muestra es una media temporal estimada de la matriz de correlación del array mediante K muestras temporales. El proceso es ergódico y por tanto en correlación, lo que hace que la media estimada sea igual a la matriz de correlación real. Este proceso también es usado en el desarrollo del algoritmo RLS (expresión (3.12)), precisamente para la inversión de la matriz de correlación y conseguir hacer el cálculo recursivo. Para SMI definimos dicha matriz como:

$$R_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x^H(n) \quad (5.11)$$

Siendo N el número de antenas que conforman el array. Definimos una segunda matriz de entradas que relacione el bloque n-ésimo que se extiende sobre los N elementos irradiantes del sistema, quedando una matriz cuadrado de NxN:

$$x_N(n) = \begin{bmatrix} x_1(1 + nN) & x_1(2 + nN) & x_1(3 + nN) & \cdots & x_1((N-1) + nN) & x_1(N + nN) \\ x_2(1 + nN) & x_2(2 + nN) & x_2(3 + nN) & \cdots & x_2((N-1) + nN) & x_2(N + nN) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ x_N(1 + nN) & x_N(2 + nN) & x_N(3 + nN) & \cdots & x_N((N-1) + nN) & x_N(N + nN) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Luego combinando (5.11) y (5.12) obtenemos:

$$R_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x_N^H(n) \quad (5.13)$$

Y al ser un algoritmo adaptativo que depende de una señal d(n) donde se recoge la señal deseada para minimizar el error, el cálculo de los pesos queda como:

$$w(n) = [x(n)x_N^H(n)]^{-1}d^*(n)x_N(n) \quad (5.14)$$

5.3.3. HÍBRIDO LMS/SMI

Surge para combinar las fortalezas y reducir las debilidades de ambos algoritmos. Para ello, los pesos del algoritmo LMS son inicializados con el algoritmo SMI:

$$w(0) = [x(0)x_N^H(0)]^{-1}d^*(0)x_N(0) \quad (5.15)$$

Esto permite que el algoritmo converja más rápido ya que en LMS los pesos se inicializaban arbitrariamente, lo que implicaba que el cálculo de los pesos óptimos fuese más lento. Vemos que esta combinación, por tanto, la principal ventaja que supone es que el gasto computacional va a reducirse considerablemente, pues se han mejorado las

prestaciones de la inicialización de sus pesos y el tiempo de convergencia. Sin embargo, cabe señalar que, al aumentar el número de muestras, al emplear LMS, puede verse afectado su tiempo de convergencia a largo plazo.

En el capítulo de resultados evaluaremos todos los algoritmos anteriores.

CAPÍTULO 6. GROUND-BASED BEAMFORMING

En el capítulo anterior se explicó con detalle el concepto de DBF y el análisis de algunos algoritmos eficientes compatibles con esta técnica. En el presente capítulo, con ayuda de los conceptos del anterior, vamos a estudiar una técnica concreta de conformado de haz basada en DBF realmente útil en comunicaciones vía satélite y compatibles con los algoritmos anteriormente comentados. Podríamos decir que este capítulo es la aplicación de todos los conceptos vistos hasta ahora en el trabajo.

6.1. INTRODUCCIÓN A LOS ENLACES DE SISTEMAS SATELITALES

Antes de ver como se lleva a cabo el DBF a bordo del satélite debemos definir las diferencias entre los dos tipos de enlaces que se mencionarán en este capítulo para entender el funcionamiento del “*Ground-Based Beamforming*” (GBBF). Estos enlaces se muestran en la siguiente figura:

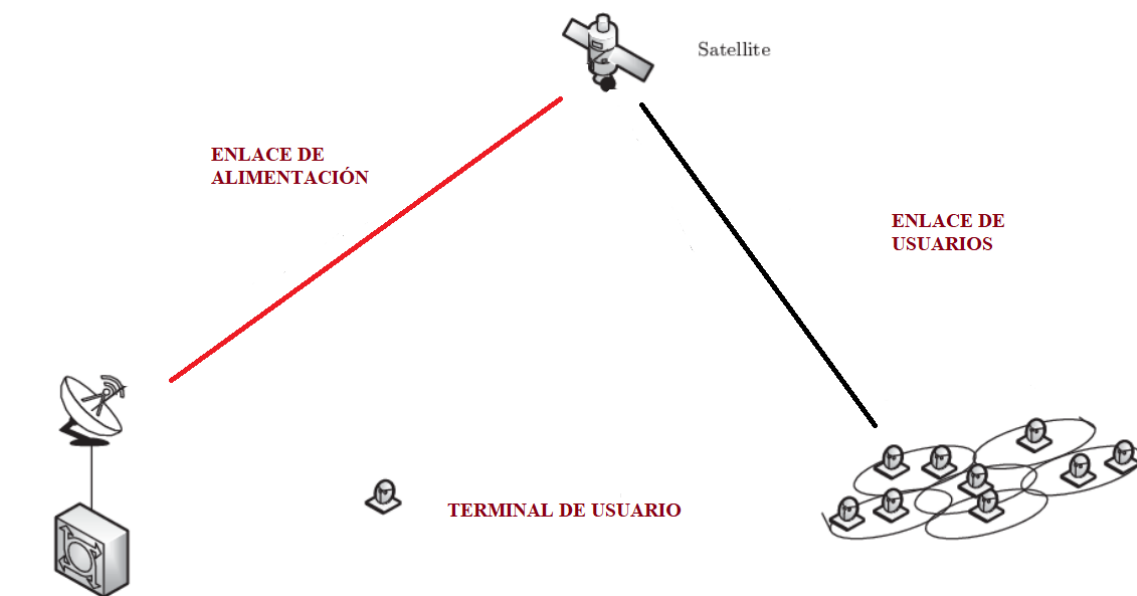


Figura 6.1. Diversos enlaces existentes en los sistemas de comunicación por satélite

- Enlace de Alimentación (“*Feeder link*”, línea roja de la figura 6.1): según el artículo 1.115 de la *ITU Radio Regulations* es el enlace por el cual se intercambia información de un determinado servicio de radiocomunicación distinto del denominado “*fixed-satellite service*” desde una estación terrestre a una estación espacial. Un ejemplo de uso de este sería el envío de telecomandos en el enlace

ascendente por medio de la estación terrena y el satélite atendiendo a dichas instrucciones devolvería por el enlace descendente los datos recogidos (dependiendo del tipo de satélite devolverá datos de seguimiento, radioastronomía, meteorología, etc.).

- Enlace de Usuarios (“*User Link*”, línea negra de la figura 6.1): serían los enlaces ascendentes y descendentes entre el satélite y los clientes finales. Como la aplicación del GBBF más común es la de comunicaciones móviles vía satélite, veremos a los usuarios finales como las estaciones móviles de un área determinada.

6.2. PROBLEMA AL REALIZAR DBF A BORDO DEL SATÉLITE

El esquema de GBBF surge de disminuir la complejidad del sistema a bordo del satélite, básicamente haciendo parte del DBF en una estación terrena. Primero mostramos como es la arquitectura de la carga útil de un satélite.

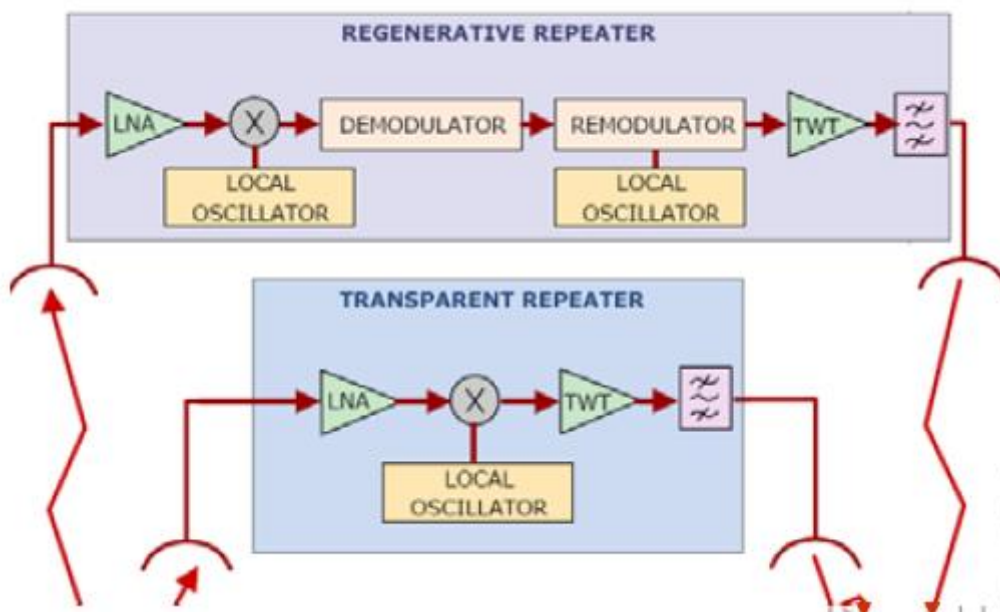


Figura 6.2. Carga útil centrada en el transpondedor del satélite [6]

Para poder aplicar el conformado de haz en las antenas transmisoras del satélite, la arquitectura se verá modificada de la siguiente manera:

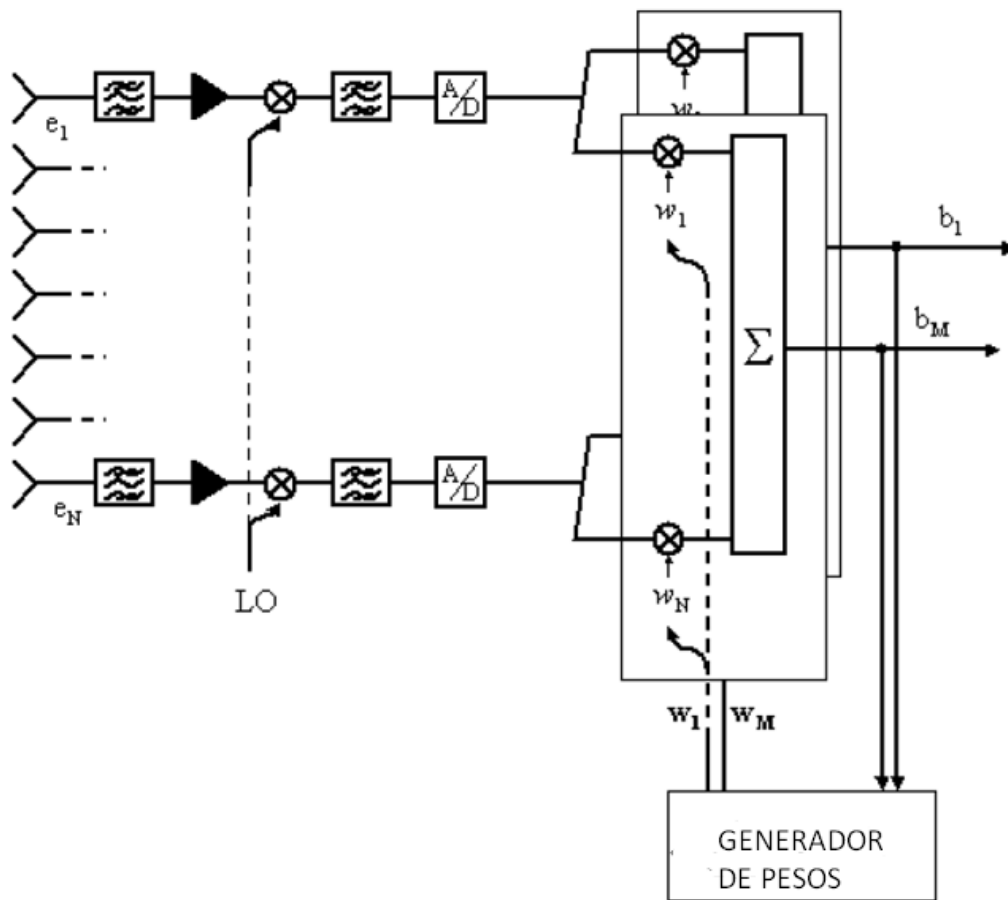


Figura 6.3. Carga útil del satélite adaptada a un algoritmo de conformado de haz [36]

Donde las entradas se pasan por el transpondedor y atraviesan el conversor analógico digital. Se ha supuesto un sistema FDMA/TDMA con N entradas en el mismo slot frecuencial y M salidas de la matriz de pesos, luego dicha Matriz W será de dimensiones (M x N). La frecuencia tras la conversión para cada entrada sigue la expresión:

$$F = Hs + \zeta \quad (6.1)$$

Parámetros de la expresión (6.1):

- **H**: matriz del canal del enlace ascendente con dimensiones N x M (Entradas x Salidas)
- **s**: entradas del sistema para dicha banda de frecuencias
- **ζ**: densidad espectral de potencial del ruido Gaussiano N_0 .

La reconstrucción de la señal ‘s’ a partir de la frecuencia y tras pasar por el bloque generador de coeficientes según las dimensiones de la matriz de pesos resultarán las salidas mostradas en la figura 6.3. Expresándolo matemáticamente sería:

$$\mathbf{b} = \mathbf{W} (\mathbf{H}\mathbf{s} + \zeta) \quad (6.2)$$

Parámetros de la expresión (6.2):

- \mathbf{W} : matriz de pesos asociados a cada entrada del bloque. Consultar (6.3).
- Todos los demás se corresponden con los parámetros de la expresión (6.1)

La matriz de pesos se suele diseñar según la expresión:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{M}{\rho} \mathbf{I}_{d_N})^{\zeta-1} \mathbf{H}^H \quad (6.3)$$

Parámetros expresión (6.3):

- ρ : relación entre la energía por bit y la densidad espectral de potencia de ruido
- \mathbf{I}_N : matriz identidad de orden N (número de entradas)

El problema sucede según la expresión (6.3), ya que la complejidad radica en la inversión de la matriz ($M \times M$) resultante, ya que el tiempo de convergencia es muy elevado cuando M está en el intervalo $\in [250, 500]$. Este problema además de provocar retrasos en la comunicación podría degenerar en los casos más graves en fallos en algún subsistema y provocando el fin de la vida del satélite, pues el mantenimiento en el espacio es inviable.

6.3. SOLUCIÓN MEDIANTE GBBF

Según el esquema de GBBF, el algoritmo de DBF, o como mínimo la parte con mayor coste computacional se puede realizar en una estación terrena. La idea consiste en que las señales se demodulen y remodulen en el satélite, y luego estas se envíen por el canal descendente (de retorno) empleando FDM, y, realizar en tierra la asignación de pesos. En tierra no hay tanta limitación respecto a la potencia como lo hay en el espacio, el

conformación de haz digital es mucho más eficiente en tierra para un gran número de haces de entrada, superando la limitación del espacio en torno a 250 y 500 haces (entradas del sistema en tierra).

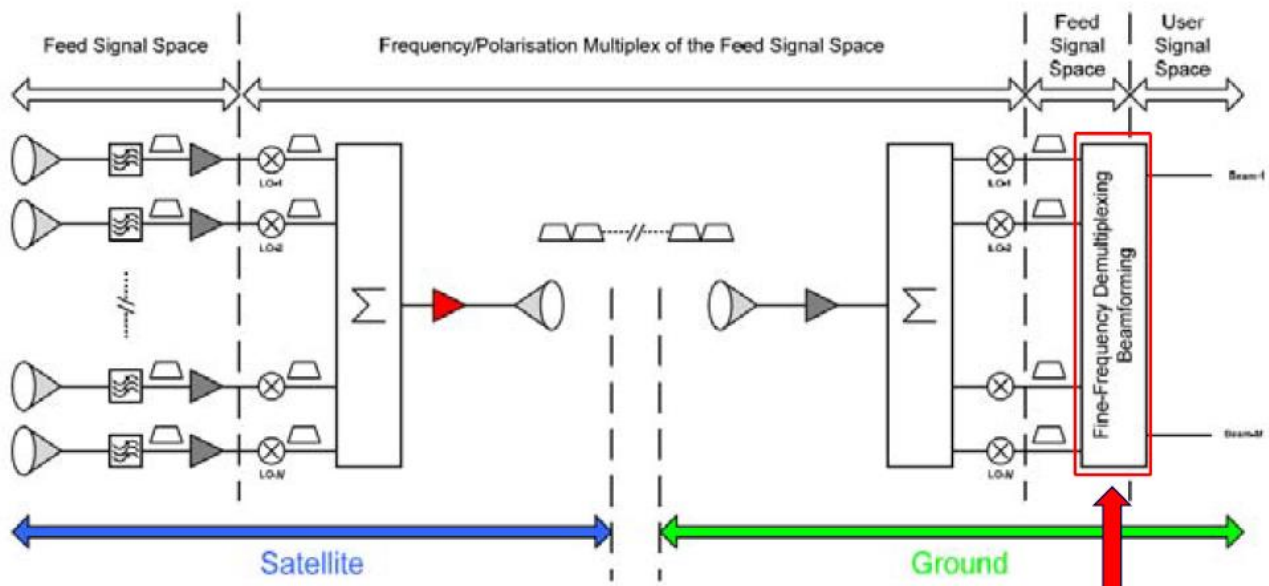


Figura 6.4. Esquema de un sistema basado en GBBF [8]

Como se ve en la figura 6.4, se ha eliminado el bloque que calculaba los pesos en el satélite y este ha sido desplazado a tierra, donde se realiza el cálculo de manera eficiente. La arquitectura anterior se puede modificar para realizar una conformación híbrida, es decir, parte del conformado realizarlo a bordo del satélite y otra parte hacerlo en tierra, para intentar encontrar una adaptación óptima para receptores terrestres con prestaciones más bajas y aplicarlos a sistema de satélites menos potentes:

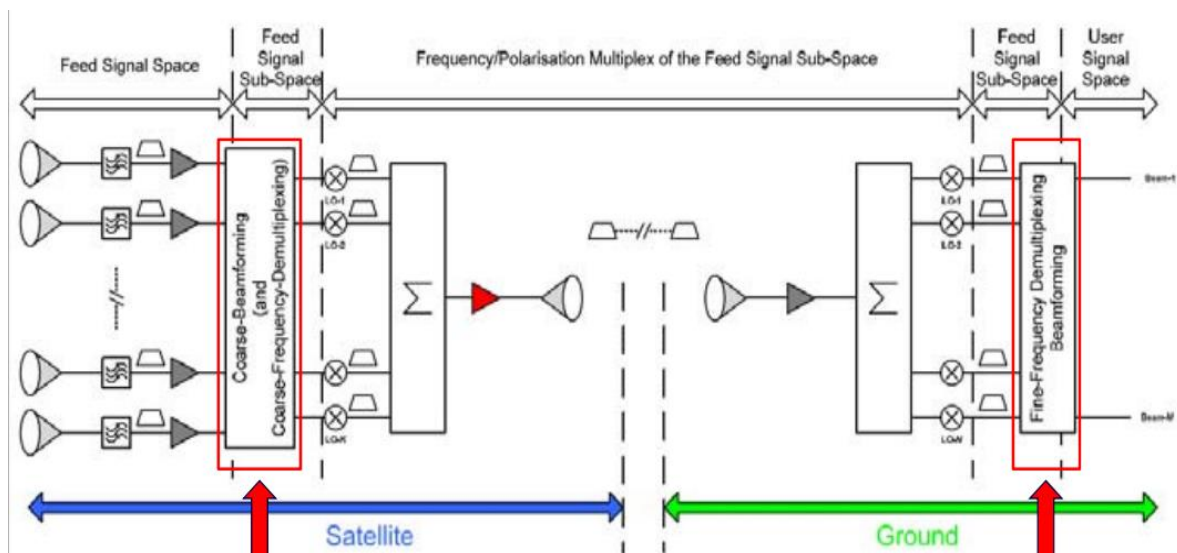


Figura 6.5. Esquema de un sistema basado en GBBF híbrido [8]

Aunque se use este diseño e incluso se mejoren las prestaciones con técnicas MUD (“*Multi-User Detection*”), la demanda del enlace de alimentación implica una mayor carga al sistema. Como empleamos FDM en el enlace descendente, si cambiamos a un entorno de frecuencia única, el ancho de banda requerido sería proporcional a la disminución, por ejemplo, suponiendo un cambio de haces de 4 colores a 1, el ancho de banda en el entorno de frecuencia única será 4 veces más pequeño. Además, se produce un incremento en la antena reflectora a bordo del satélite que disminuye el tamaño de los haces originales, provocando que con la misma tasa de transmisión hubiera más haces que transmitir, aumentando mucho la carga del enlace de alimentación anteriormente mencionada debido a la congestión del enlace.

6.4. DISTRIBUTED GROUND-BASED BEAMFORMING

La arquitectura Distributed Ground-Based Beamforming (DGBBF) soluciona el problema de la limitación del ancho de banda de GBBF comentada al final del epígrafe anterior para un entorno de frecuencia única, aplicando 2 modificaciones importantes:

- Tanto el enlace de alimentación como el enlace de usuarios comparten el mismo el mismo array de antenas receptoras, aunque la transmisión final será únicamente en la dirección de los usuarios. Para poder soportar la transmisión y recepción simultánea, es necesario usar bandas de frecuencias distintas para cada enlace. Por convenio se utiliza banda L (1.5 – 2.9 GHz) para el enlace de usuarios y banda S (3.7 – 4.2 y 5.9 – 6.4 GHz) para el enlace de alimentación. Como ahora se comparten las antenas receptoras pensadas para el enlace del usuario, al trabajar con las frecuencias más altas del enlace de alimentación se van a producir pérdidas de potencia, por eso es necesario que la conformación sea la máxima posible, ya que implicaría gran ganancia en la antena y se podrían compensar estas pérdidas, si no, habría que tenerlas en cuenta y se podría renegar el sistema por exceso de pérdidas.
- Los receptores terrestres están distribuidos. A diferencia del GBBF donde un único receptor obtenía la información del satélite, realizaba la conformación de haz y la transmitía a la estación terrena, ahora dicha estación tiene varios receptores con la misma funcionalidad. Estos receptores reciben el nombre de unidades de radio remotas (RRU, por su término en inglés “Radio Remote Units”) y se conectan con la estación terrena mediante circuitos de microondas o fibra. En el caso ideal se debe colocar una RRU por cada haz que recibe el sistema, sin embargo, esto en la práctica es inviable pues hay algunos tipos de haces que no se pueden alcanzar para que sean conformados. Como hemos comentado en la modificación anterior, la banda del enlace de alimentación es mayor que la banda del enlace de usuario, pero se usa la misma antena reflectora, los haces del primer

enlace son menores que los del segundo, y la directividad de los receptores del enlace de alimentación (denominados “gateways” en la figura 6.6) es mucho mejor que los terminales de los usuarios. Así la banda del enlace de alimentación, para cada haz, puede reutilizar el espectro del enlace sin que se produzcan interferencias por congestión de haces, solucionando definitivamente el principal problema de GBBF.

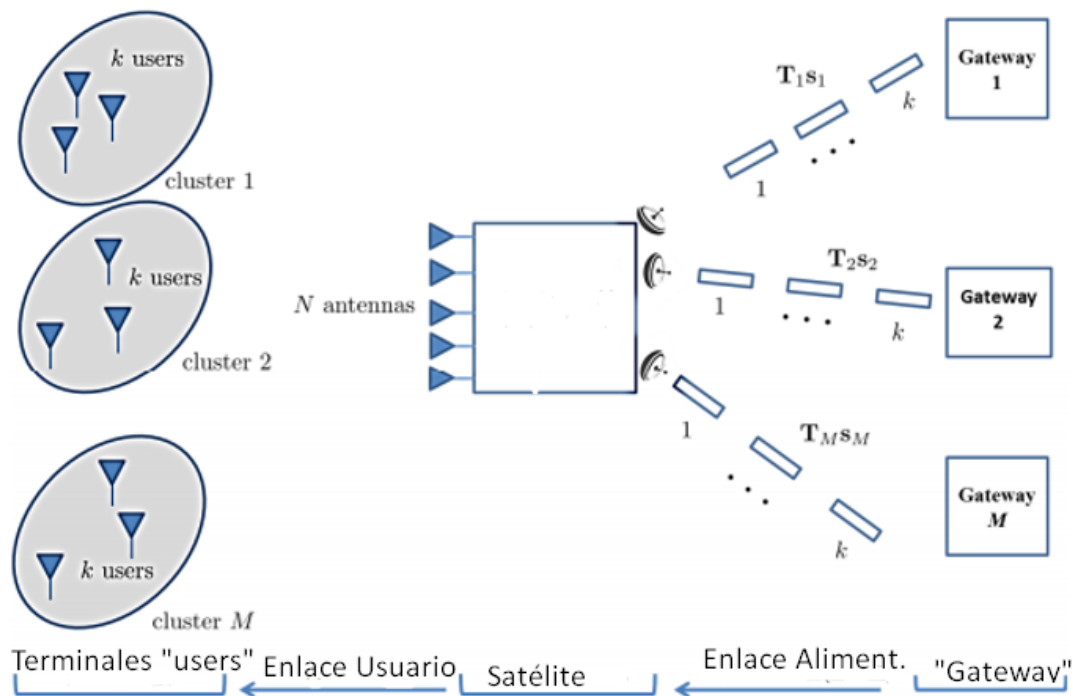


Figura 6.6. Esquema de un sistema basado en DBBF

En la figura 6.6 se muestra la arquitectura DGBBF con las características comentadas anteriormente. Esta nueva arquitectura implica un cambio en el sistema de multiplexación de los enlaces descendentes “feeder”, pasando de usar FDM a SDM (Multiplexación por División Espacial). Así se consigue realizar conformación de manera más sencilla, pues esta se realiza en tierra solucionando el problema de carga a bordo del satélite y se conseguimos que para la misma cobertura haya más haces menor tamaño sin que tenga efectos perjudiciales en el ancho de banda.

6.4.1. PRESTACIONES RESPECTO A GBBF

Teniendo en cuenta las características de ambas arquitecturas, está claro que DGBBF es una opción mucho más viable para un sistema de comunicaciones mediante satélites.

Simplifica bastante el equipo a bordo del satélite ya que no necesita hardware adicional para los enlaces de alimentación, además de usar SDM que reduce completamente la carga útil del satélite. Sin embargo, como se ha comentado en las modificaciones de DGBBF suponen un sistema terrestre más costoso, pues las antenas reflectoras presentan pérdidas al compartir el enlace de alimentación y es necesario tener una RRU prácticamente para cada haz recibido.

6.5. ALGORITMOS ADAPTATIVOS ÓPTIMOS

Vamos a estudiar de los algoritmos vistos durante todo el trabajo, cual pueden ser más eficientes para GBBF y su modificación DGBBF. Los estudiamos como si fuesen iguales ya que el algoritmo se procesa en tierra (no contamos con la arquitectura GBBF híbrida) para ambos casos y luego extraemos conclusiones para las diferencias entre ambas estructuras.

Los candidatos principales serían los algoritmos basados en referencia ciega, pues se ha justificado como la disminución de la carga útil del satélite conlleva mayor complejidad en la estación terrena, sobre todo en el caso del DGBBF con la implantación de las RRU. Por ello hay que eliminar los errores que se puedan concatenar por dicha complejidad o las pérdidas provocadas por las altas frecuencias del enlace de alimentación y no depender de la información exterior. Además, para terminar de despejar cualquier duda con la elección, se recuerda que este tipo de algoritmos son más eficientes computacionalmente. Con esta elección analizamos los algoritmos estudiados en el epígrafe 4.2.2:

- **EIGEN:** realizaba las estimaciones a partir de la matriz de la matriz de correlación. Esta podría no ser la mejor solución puesto que las matrices de estos canales suelen ser muy grandes y podría perder precisión la estimación.
- **SUMPLE:** parece la solución ideal, pues sus estimaciones es cruzar cada elemento del array con uno de referencia, el cual se puede elegir y da mayor flexibilidad en el diseño para mejorar la precisión. Además, era el que menos gasto computacional presentaba y presenta buenas capacidades en la situación de desconexión repentina de un elemento del array, lo cual es muy importante pues si hay una estructura con numerosas RRU, se evita el colapso si hay una RRU defectuosa.

Además, en la situación de conformación híbrida, podíamos realizar parte del “beamforming” a bordo del satélite, así que para este caso particular buscamos los algoritmos de DBF que menor gasto computacional tuviesen y que, en la medida de lo posible, el número de iteraciones que necesite para converger no depende del número de elementos del array. Con dichas especificaciones construimos la siguiente tabla de requisitos:

ALGORITMO	GASTO COMPUTACIONAL	COMPLEJIDAD	DEPENDIENTE
LMS	MEDIO	BAJA	SI
NLMS	BAJO	MEDIA	NO
SMI	MEDIO	MUY BAJA	NO
RLS	MEDIO	ALTA	NO
HÍBRIDO LMS/SMI	MUY BAJO	MEDIA	NO

Tabla 1. Comparativa de los algoritmos adaptativos para sistemas que emplean DBF

Luego concluimos que las mejores prestaciones nos la dan las variantes NLMS y el híbrido LMS/SMI, las cuales vimos que eran las variantes óptimas del algoritmo LMS.

CAPÍTULO 7. SIMULACIONES Y RESULTADOS

En este capítulo finalmente se englobarán todas las simulaciones hechas para comparar los algoritmos estudiados, para poder finalmente extraer las conclusiones finales en el capítulo posterior.

7.1. PRESTACIÓN DEL ALGORITMO LMS COMO ESTIMADOR

Simulamos una señal real que denominaremos como 'y' y una señal estimada 'yModelo', empleando el algoritmo LMS y viendo si la solución es suficientemente precisa, es decir, si se puede considerar como una solución aceptable del filtro de Wiener. Al realizar la simulación obtenemos:

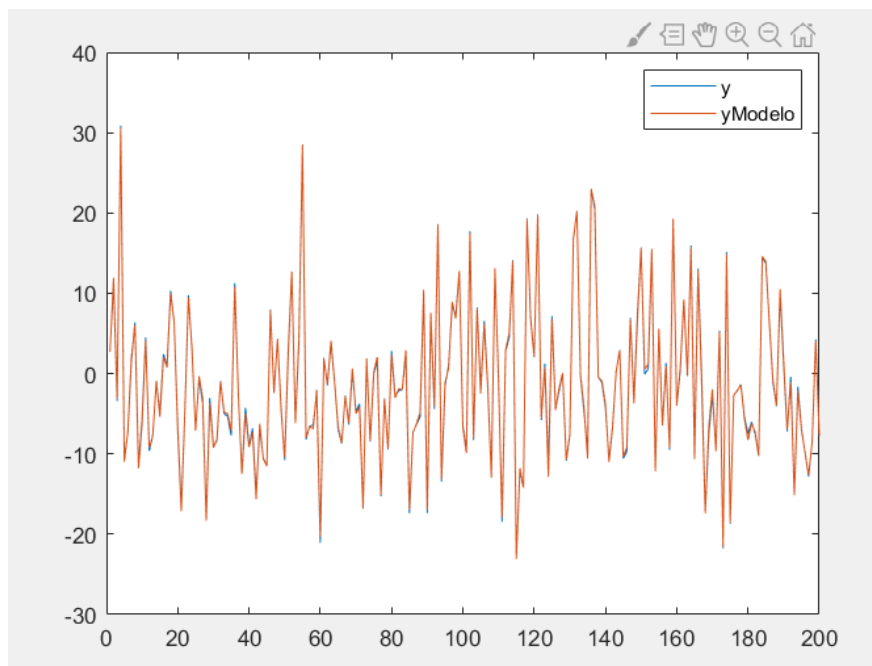


Figura 7.1. Señal real "y" vs señal estimada "yModelo"

En la figura 7.1 apenas se distinguen ambas señales, solo por los picos que se producen donde se distinguen un poco los colores. Centrándonos en cualquiera de estos picos vemos las diferencias entre las señales:

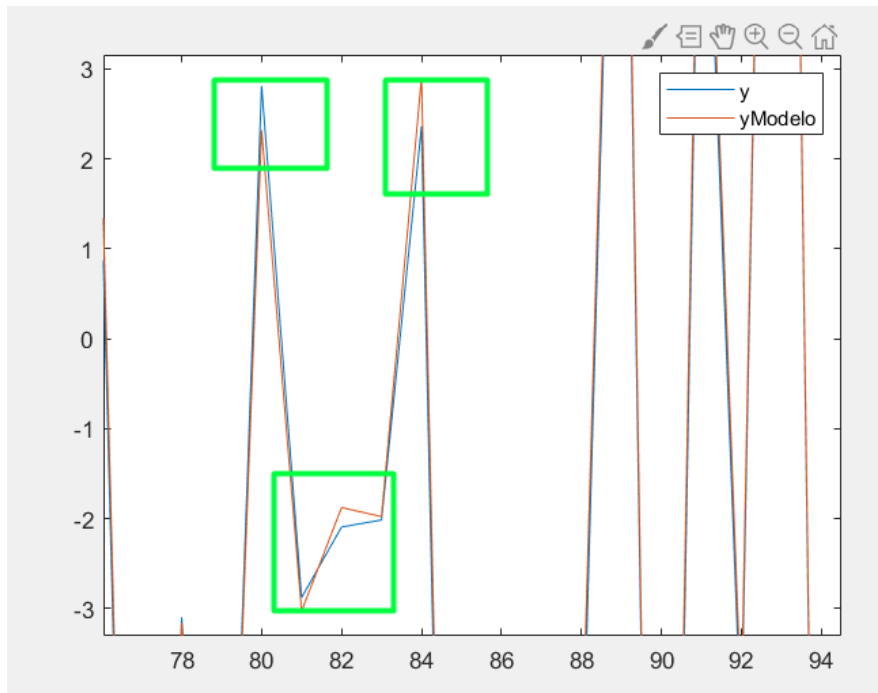


Figura 7.2. Zoom de la figura 7.1 denotando las diferencias entre las señales estudiadas

En la figura 7.2 se ha marcado en verde las pocas diferencias que hay entre las señales de la figura 7.1.

Notamos que la salida del algoritmo debe ser de la forma:

$$y(k) = \sum_{l=1}^j w_l x_l(k) + n(t) \quad (7.1)$$

Vemos que realmente un término concreto tiene aspecto de una recta, actuando los pesos como la pendiente de la recta y el ruido $n(t)$ como el término independiente para cada caso. Vemos una salida concreta de la simulación y comparamos los valores de la señal real con la señal estimada y guardamos los resultados en la siguiente tabla:

	SEÑAL REAL ‘y’	SEÑAL ESTIMADA ‘yModelo’
PENDIENTE	10.000	10.0177
RUIDO	-1	-1.0089

Tabla 2. Comparativa de la estimación de la respuesta de Wiener empleando el algoritmo LMS

Donde la estimación es bastante buena, ya que difiere para ambos parámetros la variación es del orden de 10^{-2} , y por tanto el ruido que hemos introducido en el sistema no ha afectado prácticamente, y por tanto la señal estimada ‘yModelo’ y la señal real ‘y’ serán prácticamente iguales.

LMS por tanto presenta las siguientes características:

- Se adapta a los cambios de entorno, que modifican los estadísticos involucrados en el problema.
- La velocidad de la convergencia dependerá de la ratio de aprendizaje, lo que puede llevar a la independencia entre la salida y el filtro adaptativo.
- Lleva poco gasto computacional debido a que la cancelación de ruidos muy altos no es muy buena.

7.2. COMPARACIÓN ENTRE RLS Y LMS

Ejemplo modelando una constelación 16-QAM. Veremos el comportamiento que presentan ambos algoritmos para el ejemplo de un “*satmodem*” funcionando con una modulación de amplitud cuadrada 16-QAM. EL filtrado espacial de un módem mediante satélite cuyo propósito es modular una señal a banda L (1.5-2.9 GHz) como una parte de datos representados por el estado correspondiente de la señal, es decir, con número determinado de bits. Veremos cómo afecta al ecualizador del canal descendente entre el satélite y la estación terrena

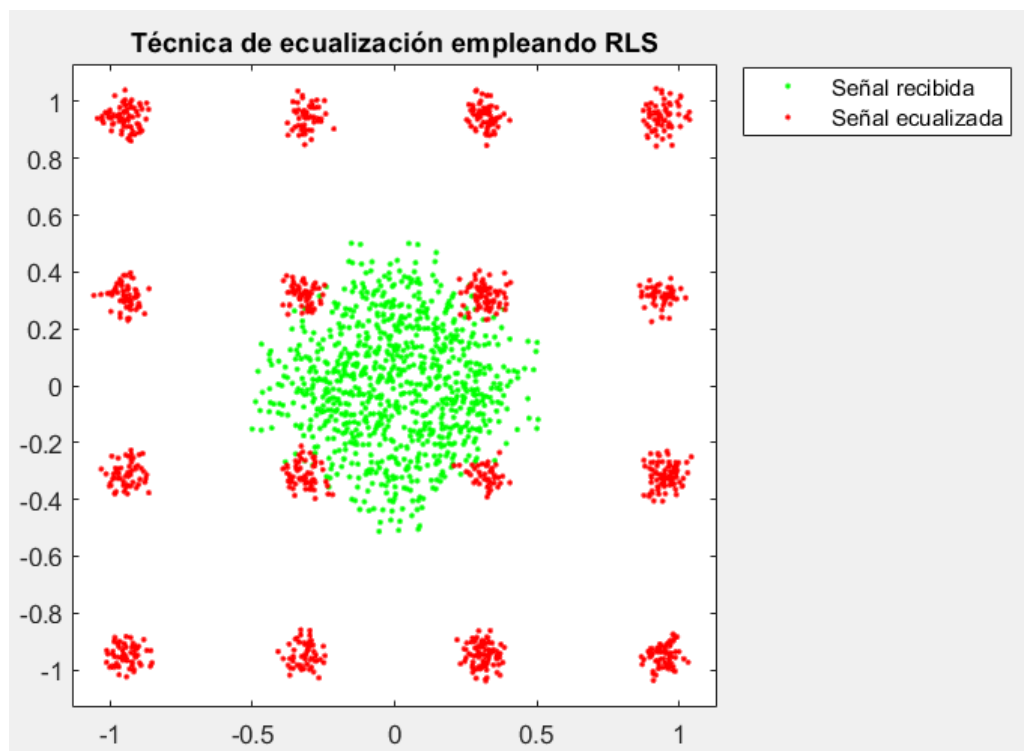


Figura 7.3. Constelación 16-QAM canal ecualizado con RLS

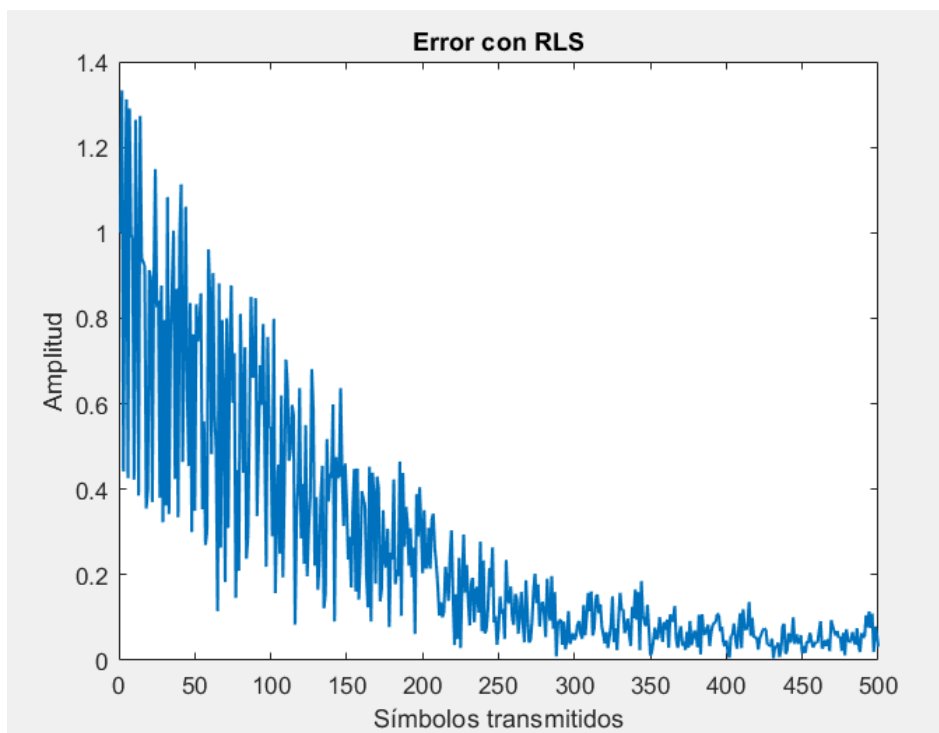


Figura 7.4. Error del canal empleando RLS

Ahora realizamos el mismo experimento empleando el algoritmo LMS:

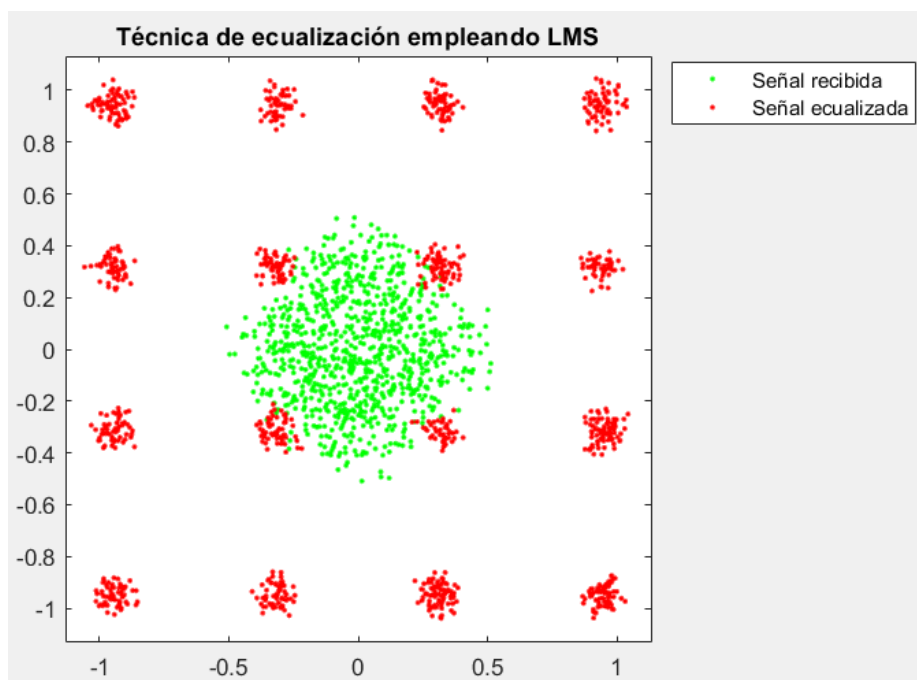


Figura 7.5. Constelación 16-QAM canal ecualizado con LMS

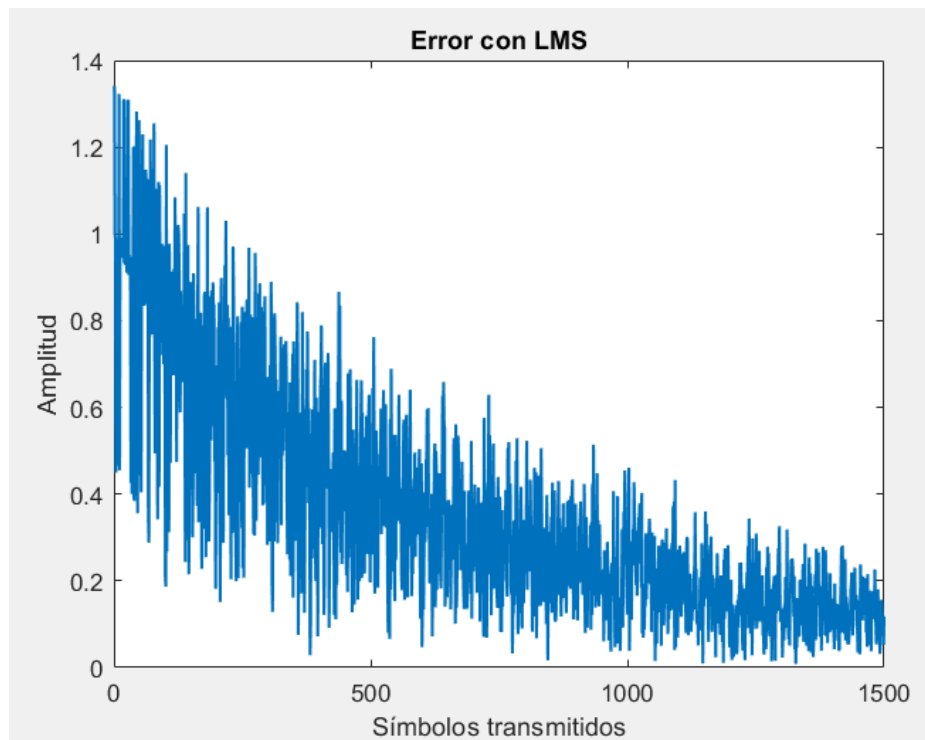


Figura 7.6. Error del canal empleando LMS

Los resultados de las figuras 7.3 y 7.5 muestran resultados similares para la ecualización del canal, ya que esta señal no sufre dispersión, sino que se mantiene en el centro de la figura.

RLS necesita menos muestras, y por tanto menos símbolos, para entrenar el canal debido a su cálculo recursivo. En la figura 7.4 se ve como a partir de 300 símbolos el error es insignificante. LMS necesita en torno a 1000 símbolos solo para el entrenamiento, con lo cual implica el tratamiento de mayor información, y, por lo tanto, tal y como se muestra en la figura 7.6, para 1500 símbolos (3 veces más que los evaluados en el experimento con RLS) aún no se ha reducido el error de manera significativa.

Finalmente, se han registrado los tiempos tomados en cada experimento:

ALGORITMO	TIEMPO DE CÓMPUTO (s)
LMS	0.6591
RLS	1.3312

Tabla 3. Tiempo empleado por cada algoritmo para los experimentos del epígrafe 3.4

Pese a necesitar mayor cantidad de símbolos para entrenar el canal empleando LMS, vemos que su tiempo de cómputo es prácticamente la mitad que el empleado por RLS, el cual necesita más tiempo inicial debido a la definición de recursión que emplea para la inversión de la matriz de autocorrelación.

7.3. SIMULACIÓN DE SISTEMA DE PROCESADO EMPLEANDO MVDR

Veamos un ejemplo sencillo suponiendo un sistema formado por 5 antenas sin desfase inicial entre ellas y vector de conducción unidad.

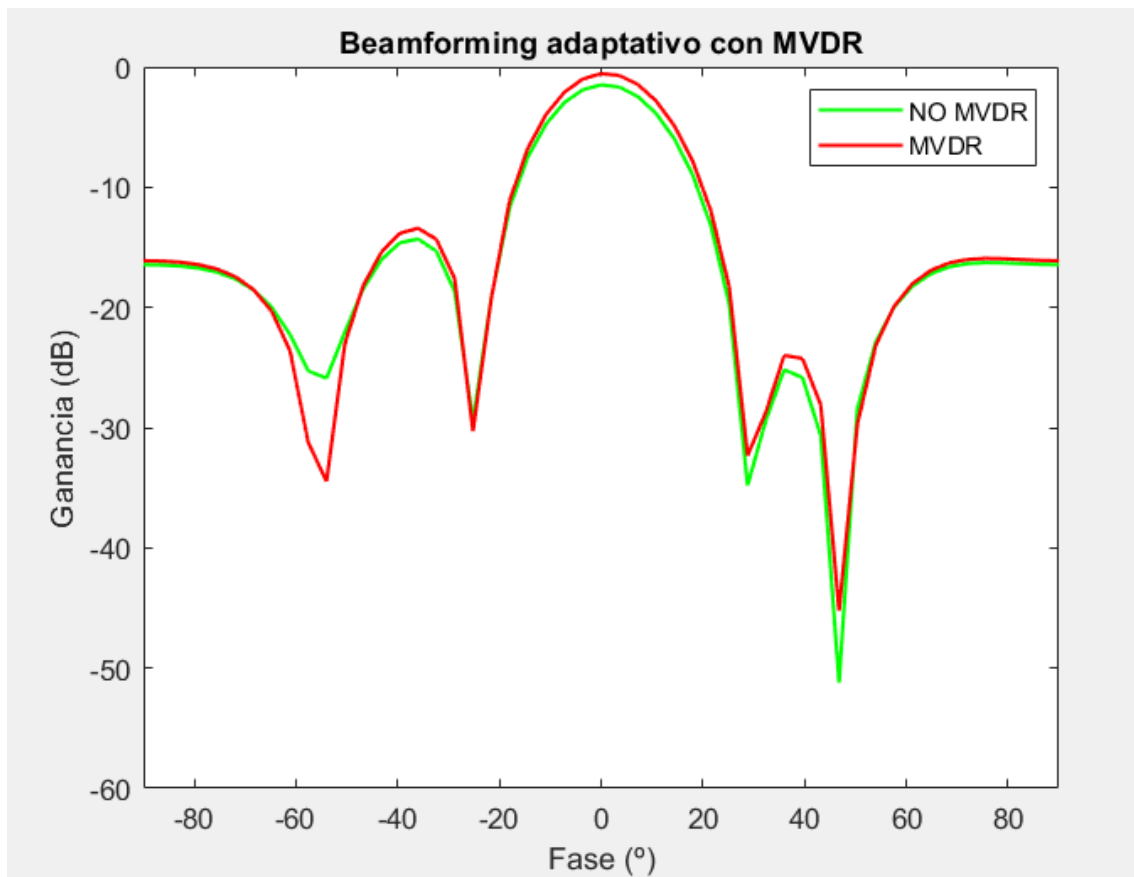


Figura 7.7. Ejemplo algoritmo MVDR

Hay poca diferencia porque la simulación se ha realizado con pocos elementos y eso hace que no haya grandes diferencias, pero aun así podemos ver como las señales deberían ser iguales, hay mejoras del entorno de 2 dBs respecto al haz principal.

7.4. ALGORITMOS DE REFERENCIA SOBRE TEST-BED

El siguiente estudio [23] trata de evaluar los algoritmos anteriores para satélites LEO. Recordemos la clasificación hecha en el epígrafe 4.2 sobre la clasificación de los algoritmos bajo estudio:

ALGORITMOS BASADOS EN REFERENCIA ESPACIAL	ALGORITMOS BASADOS EN REFERENCIA CIEGA
<ul style="list-style-type: none">• MVDR• Applebaum (PIC-OIB)	<ul style="list-style-type: none">• SUMPLE• EIGEN

Esto es consistente con la deducción hecha al final del epígrafe 4.2.1.2 en los que desechábamos como mínimo los algoritmos basados en referencia espacial para satélites de órbita oblicua de media y alta altura. Se presentará la imagen satelital (figura 7.8) que se estudió, y se expandirá con una comparativa del gasto computacional de todos los algoritmos (Figura 7.9) para extraer conclusiones finales respecto a este capítulo.

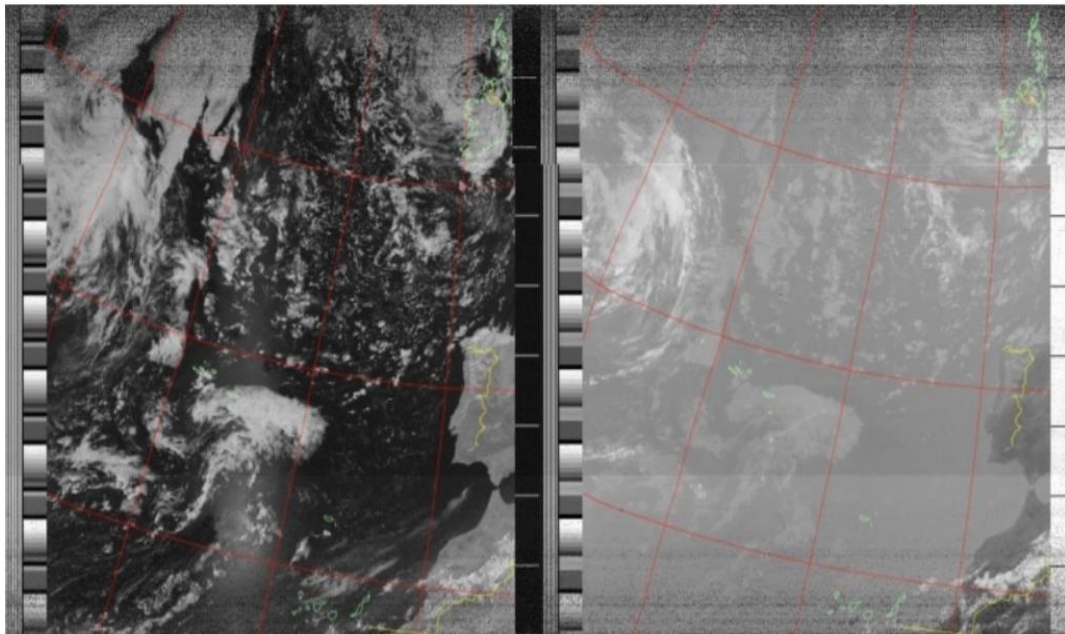


Figura 7.8. Información orbital proporcionada por el NORAD (North American Aerospace Defense Command) en un formato especial conocido como archivos TLE con procesado BenADC-v4. Espectro visible (izquierda) e infrarrojos (derecha) [23]

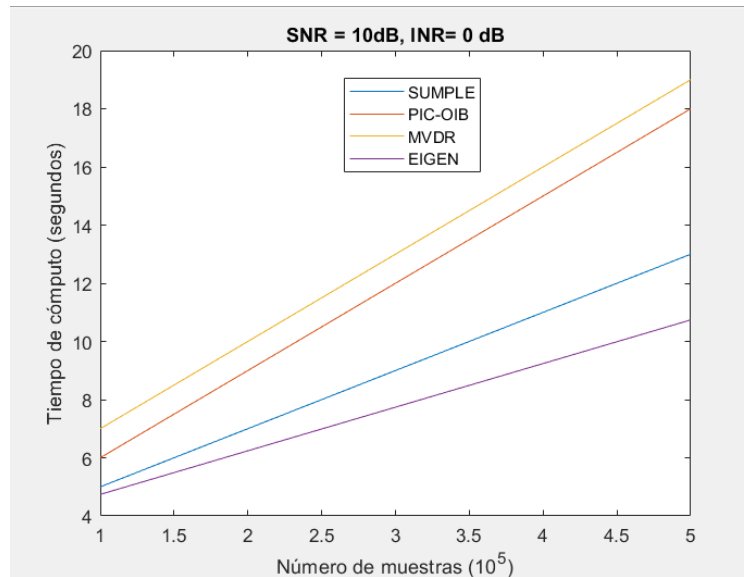


Figura 7.9. Tiempo de cómputo para los algoritmos del apartado 4.2 [23]

La figura 7.9 muestra la comparativa del gasto computacional de los algoritmos de referencia. Se pueden extraer las siguientes conclusiones:

Todos mantienen una linealidad desde el comienzo hasta un número elevado de muestras, siendo MVDR el menos eficiente y SUMPLE el que más.

Según las respuestas presentadas según la velocidad de convergencia, hay que elegir el algoritmo según el entorno electromagnético, por ejemplo, un entorno con interferencias muy grandes implicará usar un algoritmo basado en referencia espacial, sin embargo, si son pocas es mejor usar SUMPLE, ya que es el que menor gasto computacional presenta (podríamos plantearnos usar EIGEN si en esta situación quisiéramos mejorar la calidad de la solución).

Es mejor usar los algoritmos de referencia ciega por el hecho de no depender del vector de conducción, lo cual permite evitar errores en las fases de las antenas que arrastren hasta cálculo de pesos no óptimos. Aquí vuelve a influir de manera significativa el empleo de una estructura CORPS, pues como se ha deducido en los comentarios de la primera gráfica, usar este tipo de estructuras permite reducir el número de antenas y mejoraría la opción de los algoritmos de referencia espacial. Sin embargo, hay que tener en cuenta que los algoritmos basados en referencia espacial, su mayor gasto computacional va relacionado con su mayor capacidad para reducir interferencias. Una aplicación eficiente de estos algoritmos sería reutilizar el mismo algoritmo para sistemas PL y PC dobles y reducir costos. Esto va enfocado a satélites geoestacionarios, no a LEO, pero los primeros también se caracterizaban por bajas distancias interplanetarias:

“A efectos prácticos utilizando antenas realistas, la interferencia combinada causada a sistemas con PL doble por sistemas con PC doble poco separados (o viceversa) es idéntica a la interferencia combinada entre sistemas con PL doble adyacentes o entre sistemas con PC doble adyacentes” [25]

7.5. COMPARACIÓN DE PRESTACIONES DE LOS ALGORITMOS ADAPTATIVOS PARA SISTEMAS BASADOS EN DBF

Para que estos algoritmos adaptativos sean eficaces para las comunicaciones espaciales, tenemos que hallar un compromiso entre el tiempo de convergencia y la eficiencia computacional. Esto lo haremos viendo cuantas iteraciones son necesarias para la reducción del error cuadrático medio y cual es este valor mínimo para cada algoritmo. También es necesario comprobar que se mejoran las prestaciones de directividad y potencia comparándolo con un beamformer sin ningún algoritmo adaptativo. Para ello estudiamos el algoritmo según el marco teórico sobre un array de antenas adaptativas modificando el número de elemento (N) fijando, comentando el comportamiento las gráficas de [33] señalando con líneas transversales la media de las pérdidas en dichas gráficas, y posteriormente completando este estudio con una simulación sin los algoritmos adaptativos para ver si el cambio es negativo como esperamos.

7.5.1. SIMULACIÓN CON SMI

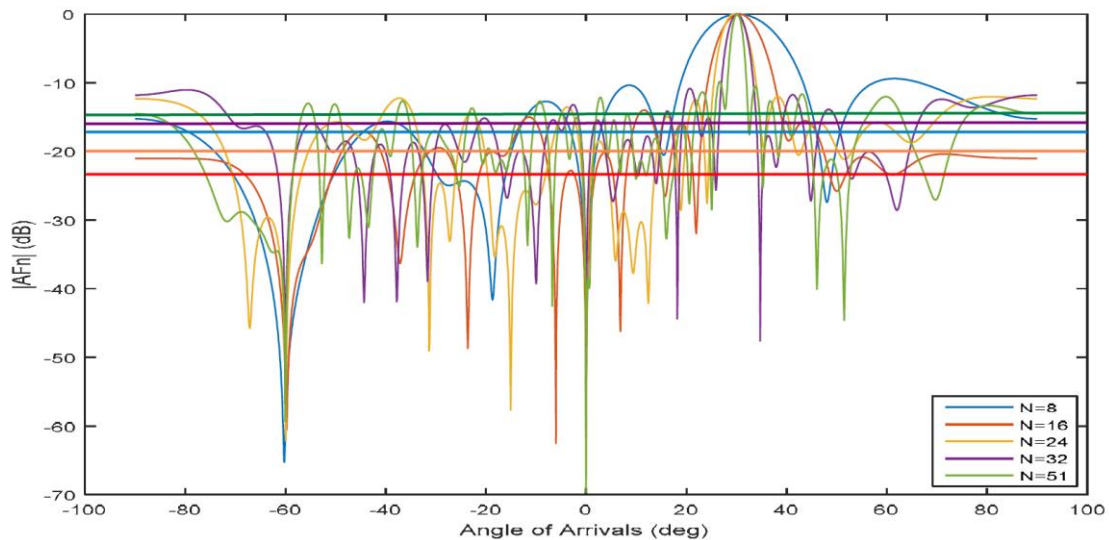


Figura 7.10. Respuesta de los elementos del array empleando el algoritmo SMI [33]

Extraemos los resultados de la figura 7.10 en la siguiente gráfica en los que según el número antenas y las pérdidas aproximadas de los lóbulos secundarios:

NÚMERO DE ANTENAS	PÉRDIDAS APROX. (dB)
8	17
16	23
24	20
32	16
51	14

Tabla 4. Resultados de la figura 7.10

Se observa como al aumentar el número de elementos que conforman el array se equilibran las pérdidas, aumentando para un número intermedio, pero volviendo a estabilizarse para grandes cantidades.

7.5.2. SIMULACIÓN RLS

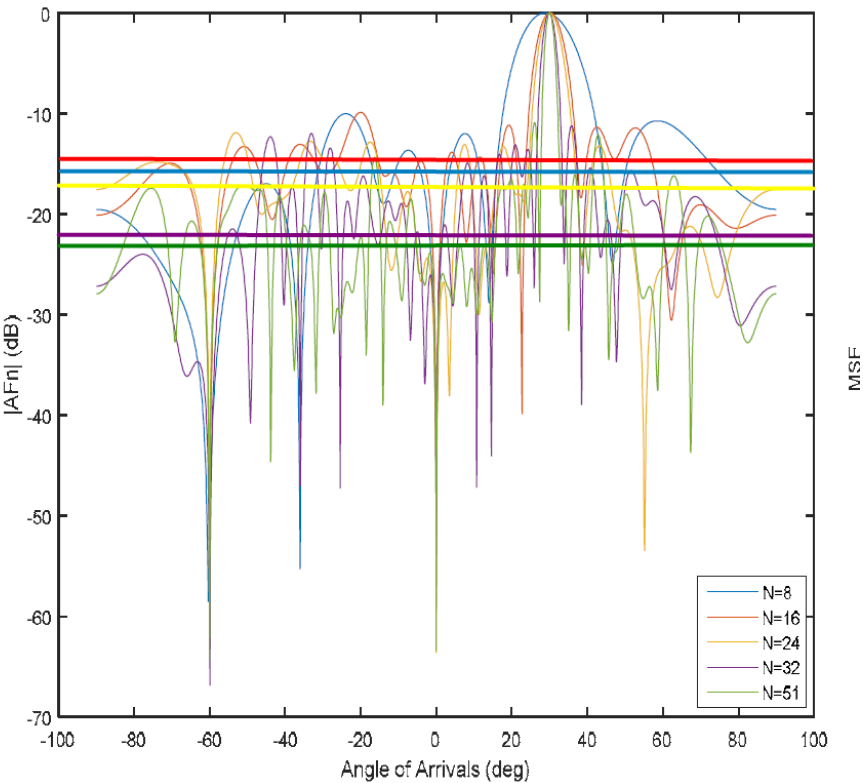


Figura 7.11. Respuesta del array empleando el algoritmo RLS [33]

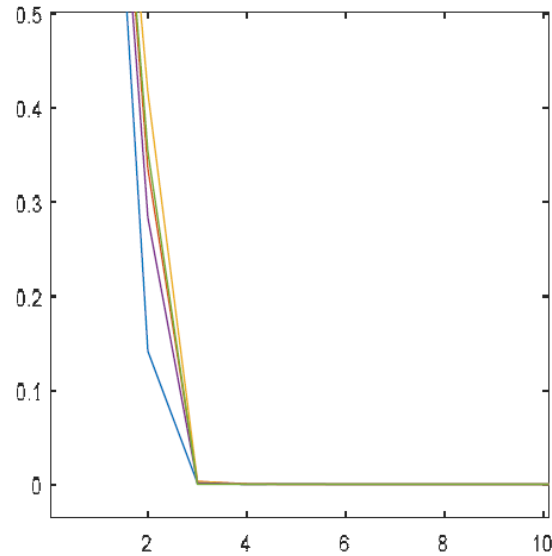


Figura 7.12. Convergencia del algoritmo RLS [33]

De ahora en adelante, también incluiremos en el diseño de la tabla del epígrafe anterior el número de iteraciones necesarias que toma el algoritmo para converger y reducir el error cuadrático medio.

NÚMERO DE ELEMENTOS	PÉRDIDAS (dB)	NÚMERO MUESTRAS PARA CONVERGER
8	10	3
16	16	3
24	15	3
32	22	3
51	19	3

Tabla 5. Resultados de las figuras 7.11 y 7.12

Para el algoritmo RLS hay un crecimiento prácticamente lineal en las pérdidas conforme se aumenta el número de antenas, aunque para valores muy altos hay un bajón de pocos dB, pero esto puede ser debido a un pico y no se aleja mucho del valor estimado con una regresión lineal. Sin embargo, el algoritmo converge siempre con 3 muestras independientemente de los elementos físicos del sistema.

7.5.3. SIMULACIÓN LMS

En estas simulaciones no se añadirán líneas transversales que señalen de forma aproximada una regresión la respuesta de los elementos del array ya que la respuesta es

bastante clara debido a la uniformidad de todas las funciones (fenómeno que no ocurría con los algoritmos anteriores).

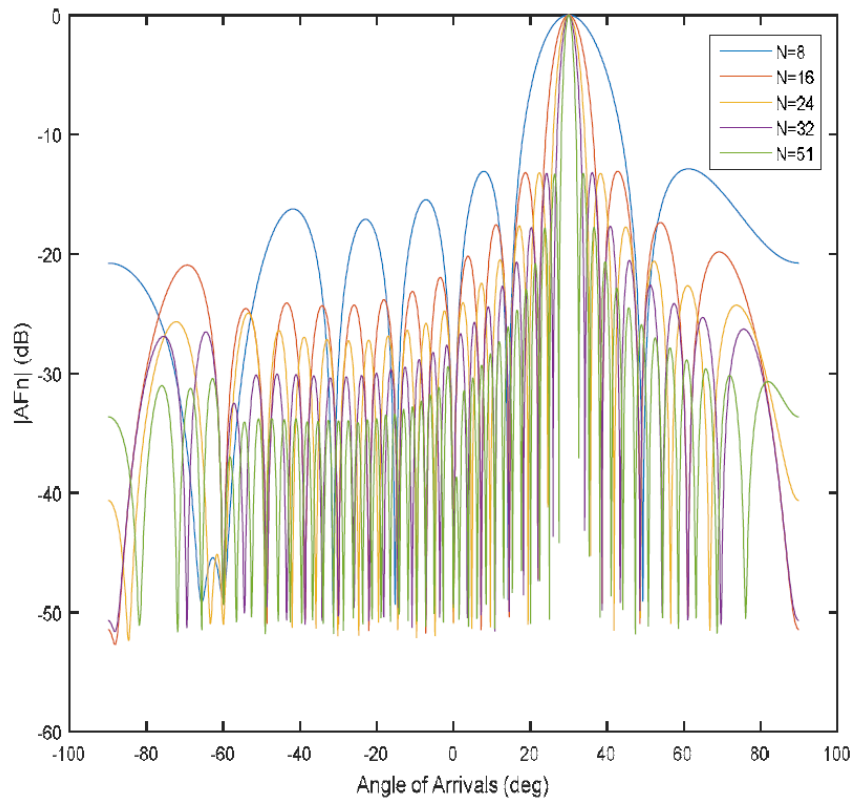


Figura 7.13. Respuesta empleando el algoritmo LMS [33]

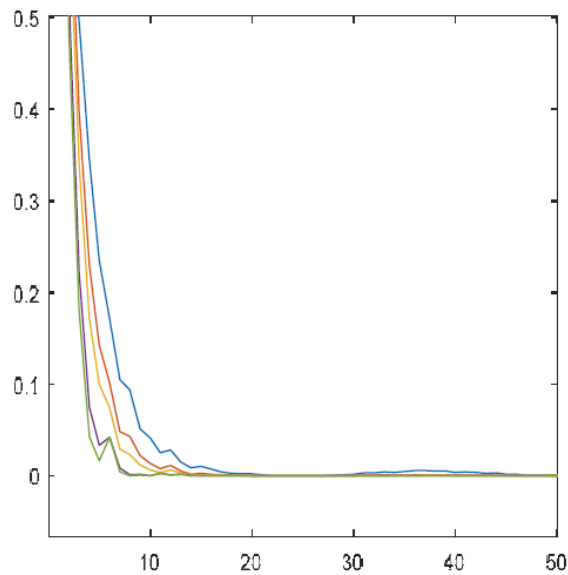


Figura 7.14. Convergencia del algoritmo LMS [33]

NÚMERO DE ELEMENTOS	PÉRDIDAS (dB)	NÚMERO MUESTRAS PARA CONVERGER
8	16	18
16	12	12
24	25	11
32	26	8
51	27	8

Tabla 6. Resultados de las figuras 7.13 y 7.14

Aquí se presenta un crecimiento importante conforme aumentamos el número de antenas. Hay que notar que, aunque se empeoran los casos las pérdidas llegan a estabilizarse, pasando con una diferencia de pocos dBs. Presenta la característica de necesitar menor tiempo de convergencia al aumentar el número de antenas.

7.5.4. SIMULACIÓN NLMS

Por el mismo motivo justificado en el epígrafe anterior, no se considera necesario remarcar en las figuras una aproximación del valor medio de cada señal.

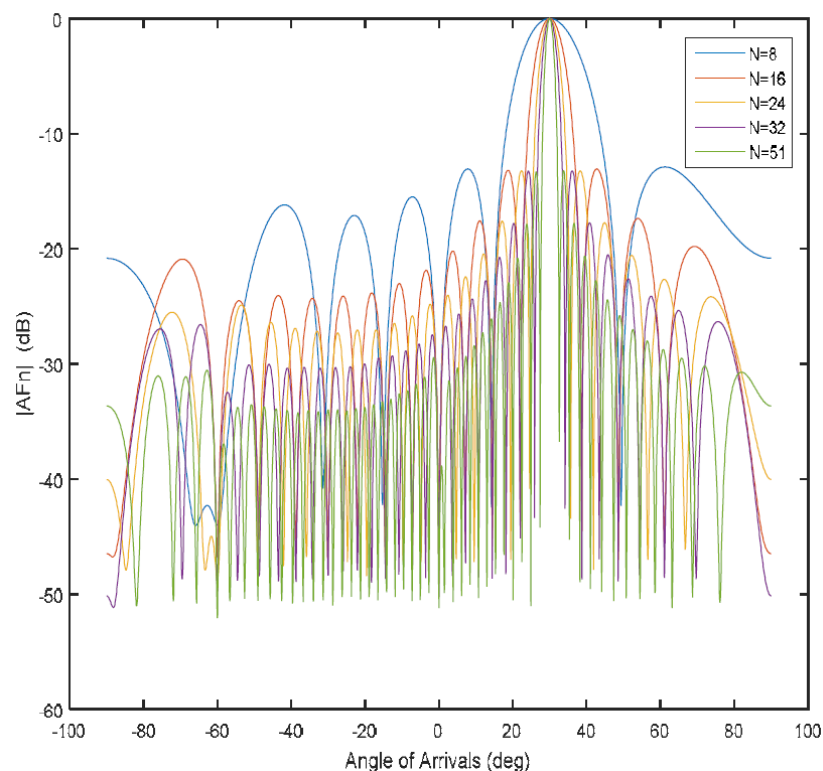


Figura 7.15. Respuesta empleando el algoritmo NLMS [33]

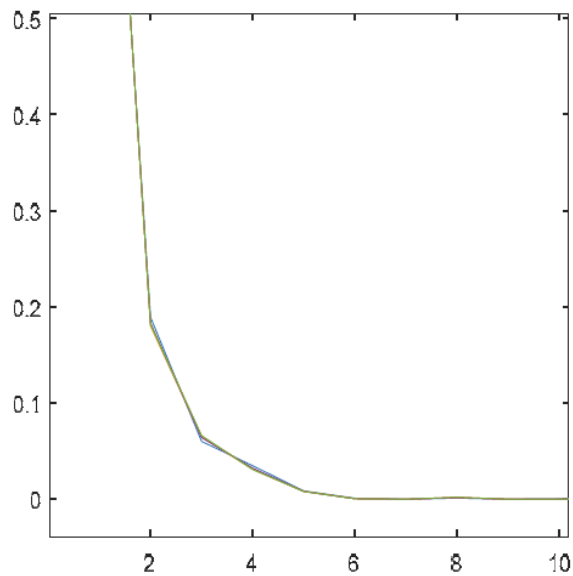


Figura 7.16. Convergencia del algoritmo NLMS [33]

NÚMERO DE ELEMENTOS	PÉRDIDAS (dB)	NÚMERO MUESTRAS PARA CONVERGER
8	16	6
16	12	6
24	25	6
32	26	6
51	27	6

Tabla 7. Resultados de las figuras 7.15 y 7.16

Al igual que el algoritmo LMS, LMS normalizado presenta un incremento de las pérdidas conforme al aumentar el hardware, no obstante, al igual que su predecesor, hay poca diferencia para un crecimiento significativo. La diferencia con LMS es que el tiempo de convergencia es el mismo independientemente del número de antenas y además es menor que el caso mejor estudiado en la Tabla 6.

7.5.5. HÍBRIDO LMS/SMI

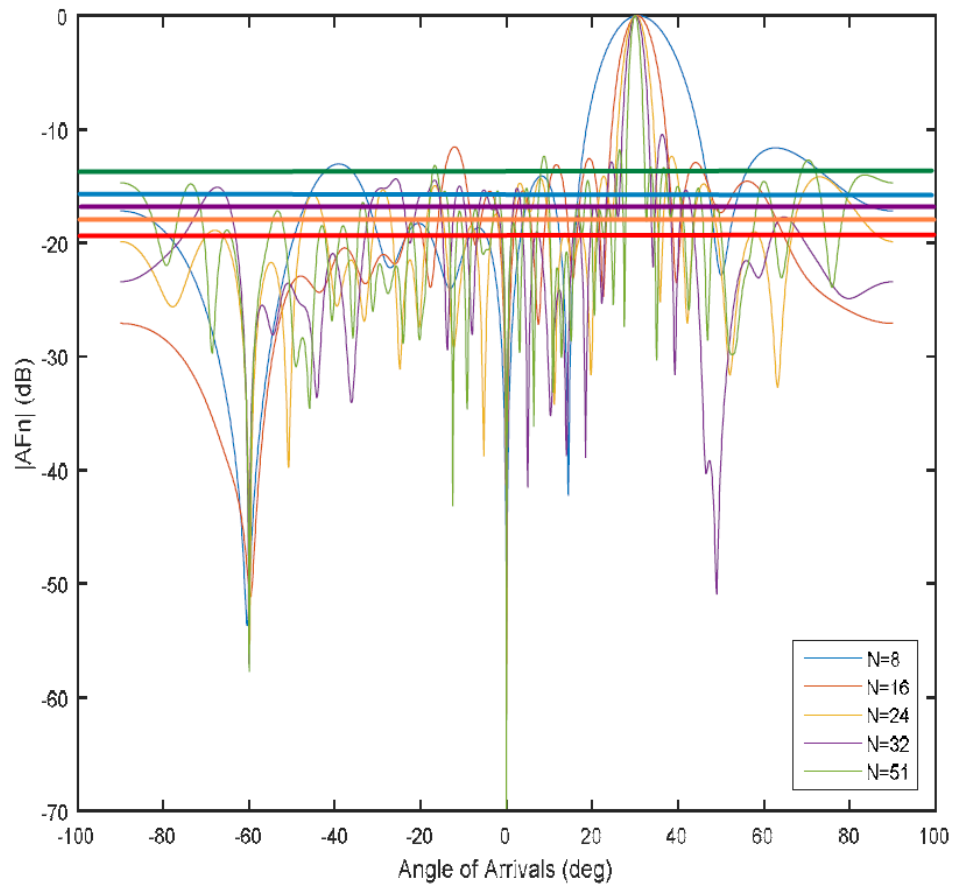


Figura 7.17. Resultados empleando el algoritmo híbrido [33]

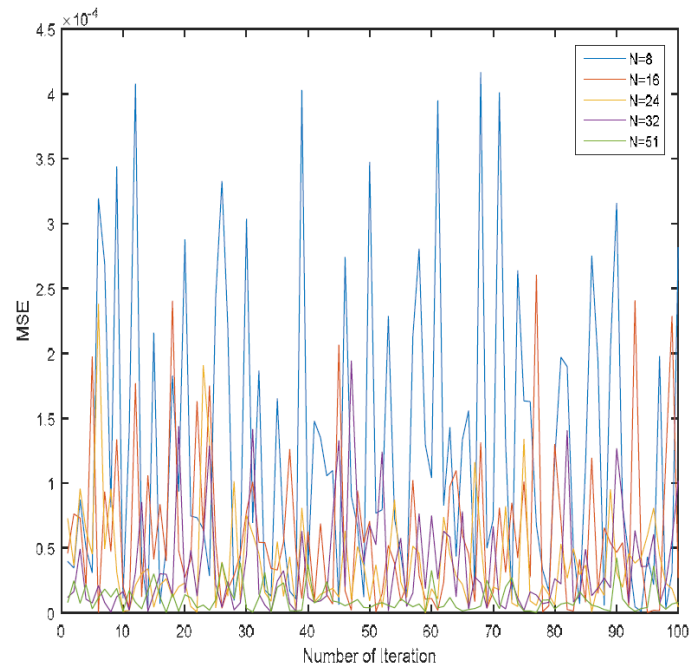


Figura 7.18. Convergencia algoritmo híbrido [33]

A la vista de los resultados de la figura 7.18, vemos que el error del algoritmo híbrido LMS/SMI es el mejor de todos por ser el menor, con valores del orden 10^{-4} , y por lo tanto en la tabla de resultados solo nos referiremos a las pérdidas.

NÚMERO DE ANTENAS	PÉRDIDAS APROX. (dB)
8	14
16	16
24	17
32	18
51	19

Tabla 8. Resultados de la simulación con híbrido

Además de presentar un error muy poco significativo y que representa una prestación de 4 órdenes de magnitud con sus predecesores, las pérdidas conforme al incremento del número de antenas son crecientes pero estables en margen de 20 dB, lo cual mejora por completo todos los algoritmos anteriores.

7.5.6. BEAMFORMER SIN ALGORITMO ADAPTATIVO

Para comprobar que aplicar todos estos algoritmos es beneficiosa para las prestaciones del sistema, y como se comentó anteriormente, vamos a realizar la simulación para un sistema con N entradas, pero sin usar ningún algoritmo. Esta idea la reflejamos en el siguiente diagrama de bloques:

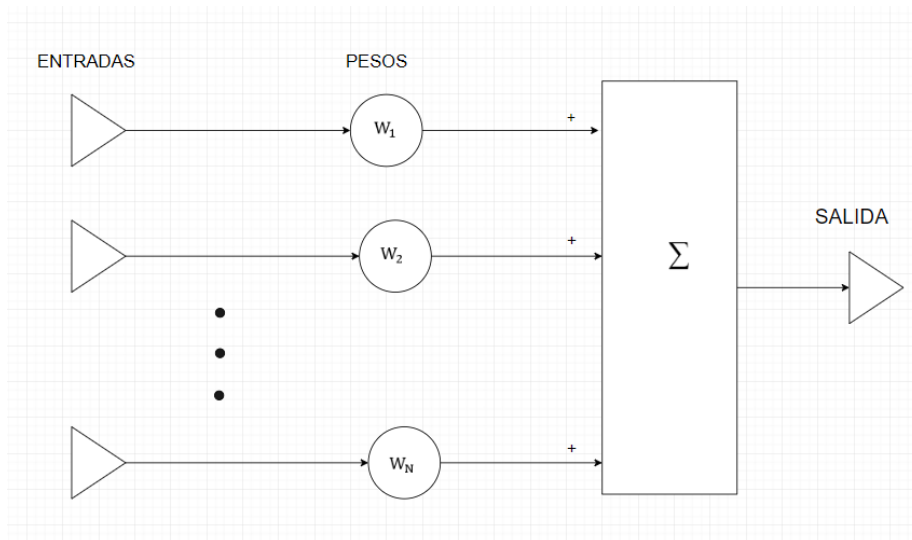


Figura 7.19. Diagrama de bloques de un sistema que usa conformado de haz no adaptativo.

Nótese que la figura 7.19 no es más que una modificación de la figura 2.6 en la que se ha eliminado el bloque de adaptación, y, por tanto, la señal deseada que actuaba como entrada $d(n)$. Hacemos la simulación y esperamos peores prestaciones.

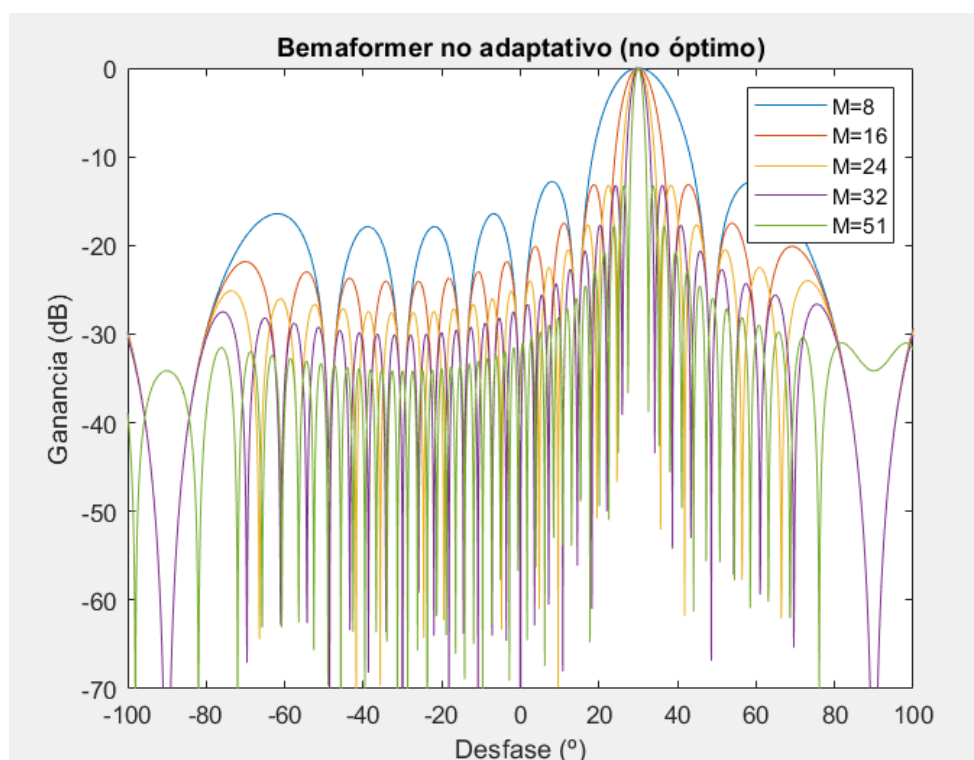


Figura 7.20. Respuesta sin usar ningún algoritmo adaptativo para recalcular los pesos

Excepto para un número de elementos en el array M muy pequeño, vemos que para los demás las pérdidas son mayores que usando los algoritmos, aunque la directividad se mantiene, con lo cual las prestaciones de estos algoritmos vemos también que son esenciales para mejorar la potencia, una carencia bastante fuerte que causa errores en los sistemas de satélites. Hay que notar también que con los algoritmos adaptativos no iterativos (no incluimos LMS y NLMS, ya que tienen la misma carencia y por eso la figura 7.20 es tan parecido a las figuras 7.13 y 7.15, referidos en uniformidad de las señales, no en prestaciones que estas últimas son mejores), cuanto mayor es el número de elementos del array mayor la ganancia aumenta, mientras que en este caso ocurre todo lo contrario, al aumentar el número de elementos en el array disminuye la ganancia. Esto se debe a que al usar solo la propia definición no se están haciendo las estimaciones necesarias para lograr los pesos adecuados asociadas a cada antena, sino que está tratando la entrada tal cual y por tanto lleva asociado pérdidas de potencia.

7.5.7. SÍNTESIS DE RESULTADOS

Con todos estos resultados, el análisis de los algoritmos anteriores queda:

- Para los algoritmos LMS y NLMS vemos que los patrones de conformado son similares, pero este último converge para cualquier N en 6, mientras que LMS sufre algunas distorsiones en un número de iteración muy alto (aproximadamente 37 para 8 elementos en el array).
- Para el algoritmo SMI se consigue una respuesta aceptable para un número de antenas es lo más elevado posible, sin embargo, la diferencia de del patrón con $N=32$ y $N=51$ es muy pequeña, apenas del orden de 3 dB como máximo, con lo cual vemos que no tenemos que usar el máximo posible, y podemos abaratar costes sin perder calidad en la solución, reduciendo el número de elementos del array, por ejemplo, aplicando tecnología CORPS.
- Estudiando las gráficas del algoritmo RLS ocurre que el algoritmo converge en 3 interacciones para cualquier N , luego vemos que el gasto computacional es indiferente para un número pequeño o grande de antenas. Observando el patrón de conformado observamos igual que con el algoritmo SMI la mejor prestación la obtendríamos con $N=32$, ya que nos ahorraríamos 19 elementos en el receptor para el mismo comportamiento del sistema, a no ser que el satélite estuviera muy alejado y en un entorno hostil para el intercambio de información, la cual sería una de las pocas situaciones en buscar el conformado más estricto posible y sería necesario aplicar un algoritmo que permita aislar las interferencias como “*Applebaum*” o su derivado PIC-OIB. Es normal que haya cierta relación entre la conclusión del algoritmo RLS y SMI, ya que como se estudió en el desarrollo teórico del algoritmo RLS este tiene un paso intermedio basado en el lema de inversión de matrices, que es la pieza clave del algoritmo SMI.

- Finalmente, viendo las gráficas del algoritmo híbrido LMS/SMI converge mucho más rápido que cualquiera de los otros algoritmos con un error cuadrático medio muchísimo inferior, llegando ser 4 órdenes de magnitud inferior que cualquier algoritmo adaptativo anterior. Esto se explica viendo la fórmula de cálculo de los pesos, los cuales se calculan con un número de K-muestras muy pequeño, lo cual indica que el factor óptimo se relaciona con un número pequeño, lo que es ideal para el sistema.

En conjunto se ve también que los algoritmos RLS, SMI e híbridos introducen niveles de profundidad nulos mucho más profundos que LMS y NLMS, sin embargo, LMS y NLMS tienen mejores niveles en los lóbulos laterales que los demás algoritmos.

EL algoritmo LMS tiene grandes prestaciones y una respuesta aceptable, además introduce los niveles de lóbulos laterales más bajos, sin embargo, necesita muchas iteraciones para converger y depende de en su totalidad del número de receptores. Los algoritmos SMI y RLS están relacionados por el lema de inversión matricial, mejorando la convergencia a costa de tener respuestas más inestables (problema de inestabilidad numérica de RLS) y niveles más altos de los lóbulos laterales. Estos algoritmos tienen los nulos óptimos, con lo cual incrementa la directividad reduciendo las interferencias en la dirección en la que se conforma el haz. El algoritmo híbrido presenta las mejores características respecto la velocidad de convergencia, minimizar el coste computacional y para la reducción del error cuadrático medio. La única desventaja que presenta son los valores tan altos que presentan sus lóbulos laterales.

NOTA: al referirse a niveles de los lóbulos laterales se hace referencia a la diferencia de directividad entre la amplitud del lóbulo principal y los que le rodean. De la misma manera refiriéndonos a los nulos nos referimos a los mínimos de la figura al lado del lóbulo principal. Estos conceptos se representan en la siguiente figura:

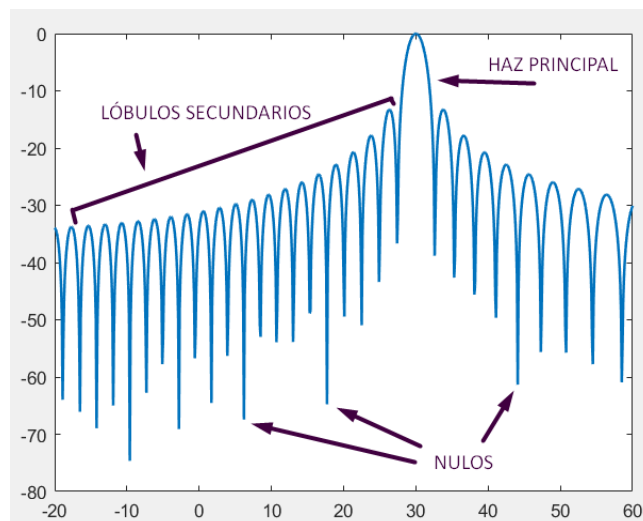


Figura 7.21. Aclaración sobre las respuestas del array bajo estudio

CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES

8.1. VALORACIONES OBTENIDAS DEL ESTUDIO COMPLETO

En el presente trabajo se han evaluado como afectan los algoritmos de conformado de haz a los diferentes sistemas de comunicaciones basados en satélites según el entorno. Sintetizando los resultados:

- Para aquellos sistemas que empleen satélites con largas distancias a la estación terrena es necesario usar algoritmos que cuyo tiempo de convergencia sea el menor posible o que las muestras que necesite para converger sea independientes del número de elementos radiantes. Así se logra compensar las pérdidas ocasionadas por los entornos desfavorables del sistema manteniendo tasas altas en los canales de comunicación y aumentar la ganancia del sistema.
- Inicialmente, como el conformado de haz implica realizar filtrado espacial, se demostró que mediante dicha definición se podía demostrar que las salidas dependían del vector de conducción del sistema, no obstante, definiendo correctamente la arquitectura se podían emplear los algoritmos EIGEN y SUMPLE para estimar los desfases óptimos y tener prestaciones más eficientes computacionalmente y robustos frente a fallos del hardware.
- El esquema de los algoritmos adaptativos es compatible con estructuras físicas que mejoren las prestaciones del sistema, como el caso de las CORPS, que mejoran la directividad del haz a transmitir con una estructura menos compleja y por tanto menos costosa.
- Realizar el DBF a bordo del satélite no es una buena solución debido a que puede producirse cierta congestión en el número de haces que se tratan como entradas al sistema y crearse un problema de cuello de botella, entonces es necesario diseñar la estación terrena para realizar el conformado de haz en tierra y reutilizar el satélite como repetidor para dar servicio directo a los usuarios.

8.2. LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

Basándonos principalmente en el desarrollo teórico de los algoritmos vistos y las consecuencias de estos a las distintas aplicaciones obtenemos:

- Desarrollar nuevas aplicaciones para las CORPS de tal manera que se pueda mejorar la propagación a través de ellas para reducir en mayores proporciones el número de elementos del sistema.
- Aunar las ventajas de tanto de los algoritmos basados en referencia ciega y espacial de tal manera que se compensen además las desventajas de cada uno, como por ejemplo mejorar las estimaciones de los desfases de tal manera que se

acerque al resultado óptimo, pero sin depender del vector de conducción como tal para presentar cierto nivel de robustez.

- Implementar otros algoritmos híbridos adaptativos que combinen los algoritmos de mayor complejidad matemática como RLS y SMI de tal manera que se combine la recursión del primero con la flexibilidad matemática del segundo, de tal manera que se consiga una solución más sencilla y se simplifique el algoritmo resultante.
- Mejorar las prestaciones del GBBF híbrido de tal manera que se simplifiquen las estructuras en tierra y no depender de un gran número de RRUs, ya que parte del conformado de haz se hace a bordo, pero con una carga controlada que permita mejor rendimiento del sistema general.

REFERENCIAS

- [1] Adventures in Astronomy (2012). Consultado el 23 de Enero de 2019, en <https://raspberryaastro.wordpress.com/2012/08/31/only-two-beamformers-to-go/>
- [2] HISTORY MADE EVERY DAY, OBSERVATORY (2010). Consultado el 1 de febrero de 2019. El recurso web está disponible en <https://web.archive.org/web/20100209111705/http://www.history.com/encyclopedia.do?articleId=217999>
- [3] Recurso web sobre antenas, polarización y diagramas de radiación. Consultado el 1 de febrero de 2019. Disponible en formato electrónico en https://www.u-cursos.cl/usuario/9553d43f5ccbf1cca06cc02562b4005e/mi_blog/r/Informe_Antenas.pdf
- [4] Celestian eScan, Conformado Digital de Haz. Consultado el 4 de febrero de 2019, en <http://www.celestiaescan.com/es/tecnologia/>
- [5] Ruckus Wireless (2013). Using All the Tools You Can. White Paper. Pp 2-4.
- [6] Gil Jiménez, Víctor P. (2018). Sistemas de Radiocomunicación por Satélite. Transparencias de la asignatura de GTT: Sistemas de Comunicaciones Universidad Carlos III de Madrid.
- [7] Herradón Díez, R. Comunicaciones por satélite. (2007). Consultado el 8 de febrero de 2019, en <http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/radiocomunicacion/contenidos/presentaciones/satelites-07.pdf>
- [8] Martínez, R. (2015). Evolución de los sistemas de comunicaciones por satélite. Universidad de Granada. Pp 28-31
- [9] Matheson, D. (2010). Command Center. Milsat Magazine. Recurso electrónico web de la revista consultado el 8 de febrero de 2019, en <http://www.satmilmagazine.com/story.php?number=1505720585>
- [10] Real Decreto 123/2017, de 24 de febrero, por el que se aprueba el Reglamento sobre el uso del dominio público radioeléctrico. BOLETÍN OFICIAL DEL ESTADO, miércoles 8 de marzo de 2017.
- [11] Recurso web sobre filtrado espacial. Consultado el 9 de febrero de 2019. Disponible en: <http://www.teledet.com.uy/tutorial-imagenes-satelitales/filtrado-espacial.htm>
- [12] Van Veen, Barry D. y Buckley, Kevin M. (1998). Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering. IEEE ASSP Magazine, 5 (2), pp 4-24.

- [13] Recurso online de demostración matemática del “Lema de Inversión de Matrices” consultado el 9 de febrero de 2019. Disponible en: http://rowan.jameskbeard.com/WJHTC/Course_Data/Matrix_Inversion_Lemma.pdf
- [14] Lázaro Teja, M. (2004). Doctorado en Tecnologías de las Comunicaciones – Procesado Digital de Señales en Comunicaciones, 4.4. Algoritmo LMS. Universidad Carlos III de Madrid.
- [15] Lázaro Teja, M. (2004). Doctorado en Tecnologías de las Comunicaciones – Procesado Digital de Señales en Comunicaciones, 4.5. Algoritmo RLS. Universidad Carlos III de Madrid.
- [16] Gómez, A. y del Río, C. (2005). “Obteniendo Imágenes de sistemas CORPS”, XX Symposium nacional URSI 2005. Grupo de Antenas. Universidad Pública de Navarra.
- [17] Principio de Fresnel-Huygens (2019). Imagen extraída de: https://es.wikipedia.org/wiki/Principio_de_Fresnel_-_Huygens
- [18] Ibáñez, A. Betancourt, D. y del Río C. “COHERENTLY RADIATING PERIODIC STRUCTURES (CORPS): APLICACIONES PRÁCTICAS”. Universidad Pública de Navarra.
- [19] Doctorado de Comunicaciones. Antenas Adaptativas. Recuso web consultado el 1 de Marzo de 2019 en: <http://www.gr.ssr.upm.es/docencia/doctorado/dca/A1003-Antenas%20adaptativas%20%5BModo%20de%20compatibilidad%5D.pdf>
- [20] Ahn, S., Choi, S. y Sarkar, Tapan K. (2001) “A Linearized Power Method for Adaptive Beamforming in a Multipath Fading CDMA Environment”, Microwave and Optical Technology Letters. 31. 5, pp. 361-365.
- [21] Lee, C. H., Vilnrotter, V., Satorius E., Ye, Z., Fort, D. y Cheung, K. M. (2002). “Large-Array Signal Processing for Deep-Space Applications”, IPN Progress Report 42-150.
- [22] Rogstad, D. H. (2002). “The SUMPLE Algorithm for Aligning Arrays of Receiving Radio Antennas: Coherence Achieved with Less Hardware and Lower Combining Loss”, IPN Progress Report 42-162, Tracking Systems and Applications Section.
- [23] Antón, A., Salas N, Miguel A., Martínez, Ramón. Y Torre, A. (2008). “Estudio de Algoritmos de Conformación sobre Test-Bed para seguimiento de Satélites LEO”. Actas del XXIII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2008). Madrid, 22-24.

- [24] RECOMENDACIÓN UIT-R S.1555. (Cuestiones UIT-R 230/4 y 42/4). “Niveles de interferencia combinada entre redes de satélites geoestacionarios poco separados con polarización circular doble y polarización lineal doble en el servicio fijo por satélite que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz”. Pág. 10. Recurso web consultado el 12 de marzo de 2019, en: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/s/R-REC-S.1555-0-200203-I!!PDF-S.pdf
- [25] Bertl, S., López-Dekker, P., Baumgartner, S., García, J. A., Younis, M., Bordoni, F., Herrero, C. T., Schaefer, C. y Krieger, G. (2012). “Ka-band multibaseline ati-sar system for ocean surface currents measurements,”. Ka-band Earth Observation Radar Missions), pp. 1–8.
- [26] Doshi, J. (2019). “Why are I shaped beams popular in structural engineering?”. Quora. Recurso web consultado el 22 de marzo de 2019, en: <https://www.quora.com/Why-are-I-shaped-beams-popular-in-structural-engineering>
- [27] Godara, L. (1997). "Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: beam-forming and direction of arrival considerations", Proceeding of IEEE. 85, (8), pp. 1195-1245.
- [28] Albagory, Y. A. (2014). "Performance of 2-D DOA Estimation for Stratospheric Platforms Communications," Progress In Electromagnetics Research M. 36, pp. 109-116.
- [29] Jiménez López, Fabián R., y Mauricio Salamanca, J. “ALGORITMOS LMS DE FILTRADO ADAPTATIVO PARA CANCELACIÓN DE ECO ACÚSTICO EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES”. Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada. ISSN: 1692-7257.
- [30] Shubair, R.M. and Jassmi, W. (2006) “Performance analysis of optimum SMI beamformers for spatial interference rejection”, IEEE Personal Communications, ISSN: 4743-4746.
- [31] Haykin, S. (2002). “*Adaptive filter theory*”
- [32] Ali, W.A.E. and Hassan, Adel H.G (2014) “A hybrid least mean square/sample matrix inversion algorithm using microstrip antenna array”. Science and Information Conference.
- [33] Khalaf, Ashraf A.M., El-Daly, Abdel-Rahman B. M., Hamed, Hesham F.A. (2016). “Different adaptive beamforming algorithms for performance investigation of smart antenna system”. The 24th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM 2016).Split, Croatia September 22-24,Volume: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7772134/>. Pp 3-4.

[34] Björnström, G. (1993). "Digital Payloads: Enhanced Performance Through Signal Processing", ESA Journal, (17), pp. 1-29.

[35] Devillers, B., Perez-Neira, A. y Mosquera, C. (2011). "Joint Linear Precoding and Beamforming for the Forward Link of Multi-Beam Broadband Satellite Systems"

[36] Angeletti, P., Gallinaro, G., Lisi, M y Vernucci, A. (2010). "ON-GROUND DIGITAL BEAMFORMING TECHNIQUES FOR SATELLITE SMART ANTENNAS". Conference: Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE. Pp 2-4.

[37] BOE-A-2017-2460 Verificable en <http://www.boe.es> BOLETÍN OFICIAL DEL ESTADO Núm. 57 miércoles 8 de marzo de 2017 Sec. I. Pág. 17049

ANEXO A. PRESUPUESTO

En este anexo se recoge la planificación del proyecto, además del presupuesto del mismo y el entorno socio-económico, es decir, el impacto que tendría en la sociedad la implementación de los estudios teóricos llevados a cabo en el trabajo.

A.1. PLANIFICACIÓN

El trabajo se ha dividido en cuatro bloques consecuentes, dos de investigación, uno de simulaciones y desarrollo de los algoritmos en la herramienta MATLAB, y un bloque final de redacción y validación de la presente memoria:

- **BLOQUE I. DOCUMENTACIÓN SOBRE CONFORMADO DE HAZ:** Ha sido necesario las lecturas de diversos artículos sobre “beamforming” para profundizar en los conocimientos de este campo y poder encontrar las debilidades de la síntesis directa del conformado de haz y como se aplicaría a aplicaciones espaciales.
- **BLOQUE II. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS ALGORITMOS:** Con todos los algoritmos estudiados hacer el desarrollo matemático de los mismos para ver sus debilidades y fortalezas a la hora de aplicarlos a un caso real, validando los cálculos realizados.
- **BLOQUE III. SIMULACIONES:** Esta es la parte más costosa del trabajo, y por tanto la de mayor duración. Aquí radica escribir todo el código fuente en MATLAB que permita analizar el comportamiento de los distintos algoritmos en diversos escenarios. Su gran duración por tanto va ligada a su importancia prima en la elaboración de este trabajo.
- **BLOQUE IV. ELABORACIÓN DE LA MEMOIRA FINAL:** Una vez teniendo los fundamentos teóricos de los algoritmos bajo estudio y realizadas todas las simulaciones, el paso final es redactar la memoria. Una vez realizada una primera versión de la misma, se le facilita al tutor del trabajo para que la valide y añada sus comentarios y críticas, con las cuales se elaborará la memoria final mejorando en la medida de lo posible los aspectos señalados por el tutor.

Todos estos bloques y las tareas que en ellos se definen se representan en la siguiente tabla, donde además se da información sobre las fechas de inicio y fin de cada actividad y el responsable que ha llevado cabo cada una. Además, se usará dicha tabla para elaborar un diagrama de Gantt y ver gráficamente la actividad de cada bloque y las actividades que lo forman.

ACTIVIDAD	DURACION (DIAS)	INICIO	FIN	RESPONSABLE
BLOQUE I. DOCUMENTACIÓN SOBRE CONFORMADO DE HAZ	43	01-ene	13-feb	Miguel Ángel Pérez
Lectura de Artículos sobre EBF y DBF	20	01-ene	21-ene	Miguel Ángel Pérez
Lecturas sobre filtrado espacial aplicado	7	21-ene	27-ene	Miguel Ángel Pérez
Lecturas sobre arquitecturas adaptativas	6	28-ene	02-feb	Miguel Ángel Pérez
Búsquedas de estudios reales aplicados a comunicaciones satelitales	10	03-feb	03-mar	Miguel Ángel Pérez
BLOQUE II. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS ALGORITMOS	20	14-feb	04-mar	Miguel Ángel Pérez
Descartes de información no significativa	4	14-feb	18-feb	Miguel Ángel Pérez
Desarrollo matemático de los algoritmos bajo estudio	7	18-feb	24-mar	Miguel Ángel Pérez
Depuración de la información final	9	25-feb	04-mar	Miguel Ángel Pérez
BLOQUE III. SIMULACIONES	75	05-mar	18-may	Miguel Ángel Pérez
Introducción a la librería Antennas MATLAB	14	05-mar	19-mar	Miguel Ángel Pérez
Desarrollo simulaciones diversos algoritmos DBF	18	20-mar	06-abr	Miguel Ángel Pérez
Depuración del código fuente asociado a cada simulación	43	07-abr	18-may	Miguel Ángel Pérez
BLOQUE IV. ELABORACIÓN DE LA MEMORIA FINAL	41	19-may	25-jun	Miguel Ángel Pérez & Víctor P. Gil
Redacción de la memoria	20	19-may	06-jun	Miguel Ángel Pérez
Validación por parte del tutor del trabajo final	4	07-jun	10-jun	Víctor P. Gil
Corrección de la memoria provisional según indicaciones del tutor	5	11-jun	10-jun	Miguel Ángel Pérez
Redacción de la memoria final	12	16-jun	25-jun	Miguel Ángel Pérez

Tabla A.1. Resumen de actividades que componen el trabajo con fecha, duración y responsable

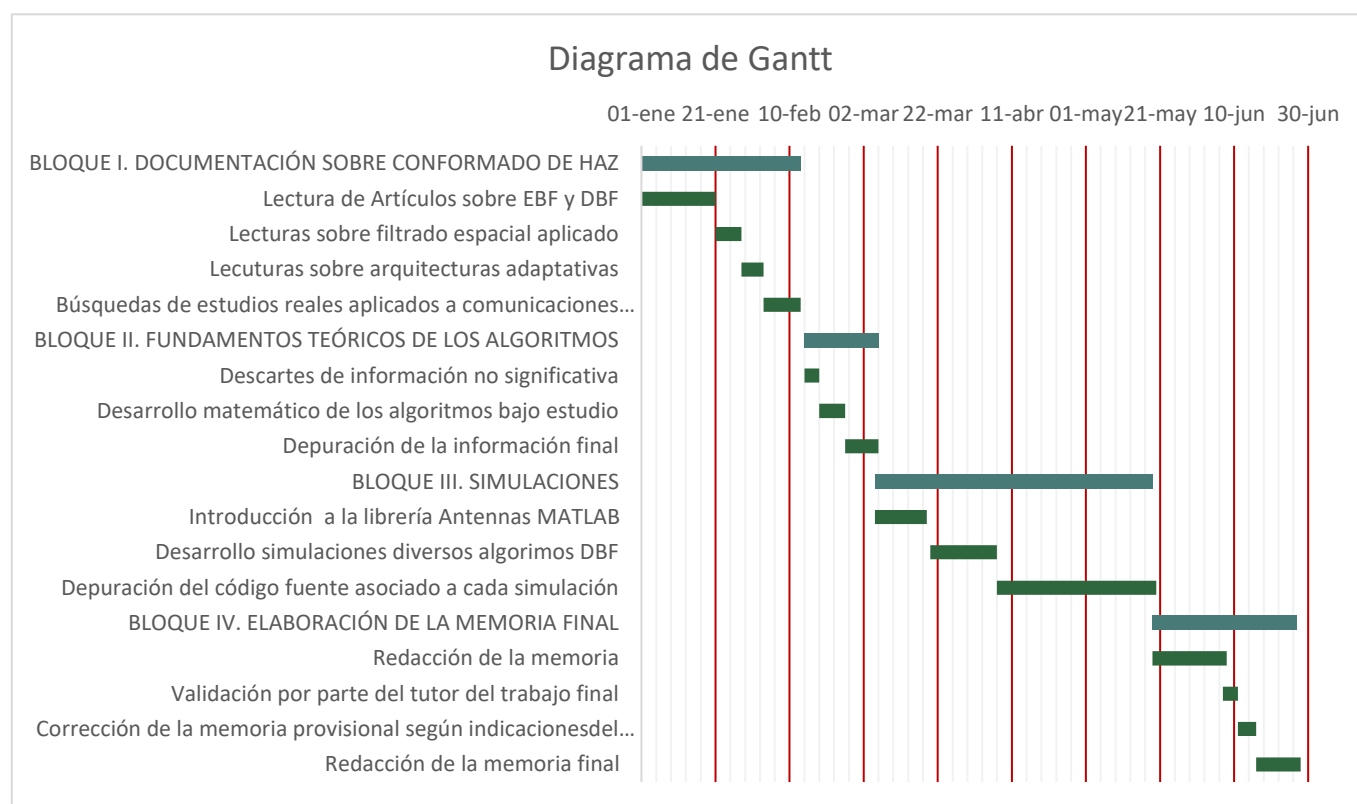


Figura A.1. Diagrama de Gantt a partir de los datos de la Tabla A.1

A.2. PRESUPUESTO

El presupuesto para este proyecto divide sus costes entre costes de personal, denominados como recursos humanos y los gastos de equipo, tanto de hardware como de software.

RECURSOS HUMANOS: COSTES DE PERSONAL	SALARIO/DIA	DIAS	COSTE (€)
INGENIERO PROFESIONAL	114	5	570
INGENIERO JUNIOR	50	172	8600
TOTAL COSTES			9170

TABLA A.2. Costes del personal encargado del trabajo

Para poder calcular la imputación total se emplea la siguiente expresión:

$$\frac{F}{D} \times P \times PU \quad (\text{A.2.1})$$

Parámetros de la expresión A.2.1:

- F: Número de meses que el producto ha sido usado
- D: Periodo de depreciación (meses)
- P: Precio de compra del producto
- PU: Utilización del producto en %.

Aplicando la expresión (A.2.1) obtenemos los siguientes costes totales de equipo:

COSTES DE EQUIPO Y SOFTWARE	COSTE (€)	PORCENTAJE DEDICACION (%)	TIEMPO DEDICACIÓN (MESES)	PERIODO DE DEPRECIACIÓN	COSTE IMPUTABLE
ORDENADOR PORTÁTIL	1299	90	7	24	340,99
ORDENADOR FIJO (SÓTANO EDIFICIO TORRES QUEVEDO)	599	25	2	48	6,24
LICENCIA ESTUDIANTE MATLAB	0	60	7	12	0
LICENCIA MICROSOFT OFFICE	69	10	1	12	0,58
TOTAL COSTES DE EQUIPO Y SOFTWARE					347,81

TABLA A.3. Costes del equipo y herramientas empelados en el trabajo

Ya teniendo los datos de todos estos costes y dejando un 20% de la suma de los mismos para costes indirectos, además de un 10% del presupuesto total para tener un margen de contención ante cualquier cambio desfavorable del proyecto tenemos el coste total:

COSTES TOTALES DEL PROYECTO	COSTE (€)
PERSONAL	9170
EQUIPO Y SOFTWARE	347,81
INDIRECTOS (20%)	1.903,56
SUBTOTAL	11.421,37
MARGEN CONTENCIÓN (10%)	1.142,14
IVA (21%)	2.398,49
COSTES FINALES	14.962

TABLA A.4. Costes totales del trabajo

Con lo cual que da un presupuesto final de **14.962 €**

A.3. ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO

En este apartado se va a estudiar el impacto sobre los mercados que tendrían las soluciones propuestas en los diversos capítulos del documento, es decir, que repercusión económica tendría la consecución e implantación de las nuevas arquitecturas y algoritmos para las empresas de comunicaciones satelitales.

El despliegue de un array de antenas es complicado y costoso, con lo cual interesa que los algoritmos adaptativos mejoren la directividad y la potencia irradiada de cada antena, ya que, usando nomenclatura económica al ámbito de las telecomunicaciones, la potencia se corresponde con dinero, así que cuanto más potencia perdamos mayor repercusión económica negativa tendrá. Vamos a hacer el análisis según la estructura del trabajo.

Hemos visto una aplicación de teoría de filtrado espacial al ámbito de las comunicaciones vía satélite como filtrado de imágenes de alta o baja frecuencia, siendo las primeras las correspondientes a entornos urbanos y las segundas a zonas rurales. Las imágenes filtradas son fotogramas que se toman desde el espacio y luego hay que recuperar, dependiendo si el sistema trabaja con señales “*narrowband*” o “*broadband*”, y para esto es necesario que las técnicas de filtrado espacial sean precisas, pues de no serlo la imagen se reconstruiría en el origen con numerosos fallos, teniendo poca precisión en los resultados, lo que implica grandes pérdidas económicas, ya que para una empresa que precise de estos datos espaciales para hacer análisis de fincas o territorios es mejor económicamente tener buenas dichos fotogramas, pues de no tenerlos tendrían que hacer su estudio sobre el terreno, enviando operarios a la zona bajo estudio, lo cual es más

costoso. Los algoritmos vistos el capítulo de filtrado espacial mejoran el gasto computacional del filtrado y además son adaptativos, implicando mejoras en el sistema que se pueden traducir en millones de euros para infraestructuras espaciales, además de tener certeza de ciertos datos cartográficos de los que se puedan tener dudas sobre su validez, por ejemplo, a la hora de diseñar sistemas de información geográfica (GIS) hay que cruzar datos recibidos con datos procedentes de infraestructuras de datos espaciales para corroborar las coordenadas de dicha información.

Respecto a las redes de conformado de haz, su misión principal como se vio en el capítulo 4 consistía en utilizar CORPS para poder ahorrar elementos irradiantes, lo cual supondría a gran escala ahorro masivos, pues como se ha comentado anteriormente, el despliegue de antenas es realmente costoso. Respecto a los algoritmos de beamforming basados en referencia ciega y espacial, resultaría óptimo utilizar los primeros, ya que no dependen de la información del vector de conducción con lo cual no habría necesidad de guardar los desfases de cada antena en el cálculo, lo cual es otra manera de reducir costes para el sistema.

Finalmente, las nuevas estructuras que surgen con el concepto de DBF más que en los algoritmos estudiados en capítulo correspondiente al beamforming digital vamos a centrarnos más en las arquitecturas GBBF y D-GBBF, ya que realmente se vio que los algoritmos dependían del entorno. Para D-GBBF el despliegue es mucho más caro, pues al ser necesario instalar una RRU por cada haz recibido hay que tener en cuenta estos costes y desplegarlo solo en sistemas en los que esta optimización sea necesaria, es decir, cuando haya que ser realmente estrictos con el ancho de banda, debido también al empleo de SDM que resulta un sistema más complejo, y por tanto, más caro.

Todo el análisis se ha correspondido con intereses económicos y cuáles serían los métodos de abaratar costes con las tecnologías vistas, ya que el tema de las comunicaciones vía satélite es un tema muy complejo cuya finalidad es para usuarios particulares pero su estudio y tratamiento es llevado a cabo solo por grandes empresas y multinacionales que disponen de los medios necesarios para crear este tipo de infraestructuras, y por tanto su objetivo es que este despliegue sea lo más rentable posible.

Refiriéndonos a temas sociales, la implementación correcta de estos sistemas mejoraría las tasas de transmisión y reduciría la potencia necesaria, es decir los costes, permitiendo el impulso de la tecnología 5G y reducir su precio, haciéndolo accesible a más usuarios.

ANEXO B. SUMMARY

Due to the normative of the Telecommunications Technologies Engineering Degree of the University Carlos III de Madrid, it is necessary to include a full summary in English of the Bachelor thesis with a 10 pages length, so we are going to repeat the content for the English speakers but there will not be included any image or table. To see any of the graphic content it will be indicated the section and the subsection where the specific content is.

INTRODUCCTION

Beamforming is a spatial filtering technique with a lot of applications, but the main content of the thesis is the study and analysis of different beamforming algorithms for satellite systems. Nowadays, the main problem with this kind of systems is the need of a large amount of power due to the high interferences in the space to connect the satellite with the ground station. To avoid that, beamforming changes the benefits of the antennas to improve their gain and power, making a digital signal process in the end of the system.

There are many different adaptive algorithms which depends on technical purposes such as the number of samples needed to converge, the number of radiant elements of the system, the interplanetary distance related to the degree of accuracy required, etc. or economical purposes as the payload of the satellite.

Also, it is going to be necessary to study some architectures for the full system to support the activity of the algorithms, for example, increasing the gain of the antennas to improve the quality of the communication link and using less power.

For all of those facts, this document is not only a research about beamforming algorithms, it is a compilation of the most important concepts about beamforming, which can be really useful for future investigations.

SPATIAL FILTERING THEROY

At the beginning of this summary it was said that beamforming is a spatial filtering technique, so it is important to focus on the theory of this subject. Spatial filtering is about processing an image in the frequency or Fourier domain. For our purposes, we want to use the spatial filter to modify the components of a beam, specifically the output of a satellite system.

The use of spatial filtering gives us the chance to work with different bandwidths, with two types of beamformers:

- Narrowband beamformers: practical for little bandwidth system. Following a very simple mathematical idea, this beamformer is capable of add all the signals in the receptors as a lineal combination of all these signals. This is referenced in the expression (3.1)
- Broadband beamformers: this configuration is no more than an extension of the narrowband one, increasing the bandwidth available to use. This extension is easy to understand looking at the expression (3.2)

Now we can apply these configurations to antennas arrays, knowing that these elements are characterized for a parameter called steering vector, which is a 1-dimensional array which contains all the phase shifts of the array regarding a reference element, usually the first antenna of the array. That's how the original beamforming expression turns on into the expression (3.6)

With the previous expression we can understand all the basics of the main spatial filtering algorithms: "Recursive Least Squares" (RLS) and "Least mean squares" (LMS). Both of them try to approach a solution on least squared method with less computational time waste and approaching as much as possible to the Wiener Filter solution (Figure 3.7). The difference between RLS and LMS is that the first one computes recursively the weight associate to the input signals as we can see in the expression (3.14) and LMS performs the same calculation in an iterative way, following the expression (3.21).

BEAMFORMING NETWORKS

In the first part of this chapter it is introduced the CORPS structures, a new architecture compatible with digital signal processing techniques. Although this kind of structures still need a few years of research and testing, they come forward very impressive applications in antennas array design, for example, reduce the amount of feeder hardware, being capable to feed some antennas with only one circuit, instead of the need of feeding every antenna individually. Another use we can find for CORPS is like superstrate for those antennas, which reduces the propagation loses of the electromagnetic field which goes through the full structure, improving the behavior of the array working in a high frequency band. This last application is based on the Huygens' principle.

In the second part of the chapter, we study another different adaptative algorithms available in a FSC architecture, with the objective of using that hardware in a real implementation with LEO satellites. These algorithms are:

- Minimum Variance Distortionless Response (MVDR): For this algorithm, is necessary to apply Lagrange's multipliers method to obtain the final weigh expression based on the steering vector and the inverse of the noise autocorrelation matrix (see expression (4.1)). Sometimes is not possible to

calculate the inverse matrix, so that's why appears a derivative algorithm called MPDR based on the power of the matrix, but this algorithm is less reliable regarding the propagation of errors and even MVDR is not computationally efficient.

- PIC-OIB: is an algorithm which derives from the Applebaum algorithm, when all the interferences are shaped in the same beam, being apart of the useful information beam. These algorithm computes the associate weights like (4.2). PIC-OIB still depends of the hardware (steering vector information), so it can't be a good option in specific moments, even if the implementation is based in LMS or RLS algorithm.
- EIGEN: with this algorithm and the next one, we start to avoid the use of specific information of the array, such as the steering vector. This characteristic is expressed in (4.3). Now, EIGEN provides a mechanism to estimate the value of the phase shifts, so we have got a protection mechanism in case a technical hardware fault. Even more advantages, no depending of the real steering vector information provides a more computational efficient algorithm.
- SUMPLE: As EIGEN algorithm, SUMPLE does not depend of external info for working, so is very efficient, more even than EIGEN because now the estimation is made by cross-validation of all the elements of the array. (4.4)

DIGITAL BEAMFORMING

The main idea of this chapter is to apply all the knowledge about spatial filtering and the previous algorithms, and look up for another adaptative ones to apply to antennas system. It is important to mention that digital beamforming is more flexible, so that is a very important feature for more complex solutions, like signal processing in 2 dimensions. These particular adaptative algorithms are capable to compute all the statistics of the input signal, improving the final output of the system due to the less interference effects. That's the best deployment of the figure 2.6. In this case, it appears 3 new algorithms apart form RLS and LMS:

- SMI: maybe this one is the most unobtrusive, because this model is based on the inverse of the temporal mean autocorrelation matrix. Because of that, the convergence time is reduced compared to RLS (where SMI is used for recursive calculus), but has the same problem of the mathematical robustness in the case the inverse matrix doesn't exists. This calculus is shown in the expression (5.14). In the simulations chapter, when we use SMI algorithm, when we magnify the number of antennas in the system, there is a decrease of the loses, for example: in the case of $M = 51$ antennas we obtain an average of 14 dBs of loses, but when we work with $M = 24$ there are until 20 dBs of loses average value.

- NLMS: this algorithm is the same that LMS but now their values are normalized, using a new parameter ϵ in such a way that the convergence of the input power is independent, with the result of an optimal weights with better performance as we can see in the expression (5.10). NLMS does not present significant results talking about gain or losses in dBs, but it has a huge enhancement in the number of samples need to converge and in the value of the medium squared error. Both of them even are independent of the number of antennas in the system, which demonstrates the independence of the power we said at the beginning of this explanation.
- HIBRID ALGORITHM LMS/SMI: this is the last study case, because it is the fusion between LMS and SMI algorithms, where the result converges faster because in LMS the weights were arbitrarily initialized, which meant that the calculation of the optimal weights was slower. We see that this combination, therefore, the main advantage is that the computational expense is going to be reduced considerably, since the benefits of the initialization of their weights and the convergence time have been improved. However, it should be noted that, by increasing the number of samples, by using LMS, their long-term convergence time may be affected. The final mathematical expression is shown in (5.15). In the simulation this algorithm is the best adaptive one, with the best performance in losses, convergence time and value of medium squared error.

All the simulations mentioned above are made on a system without adaptive algorithm and it is shown in the figure 7.20. In all the cases we see in the final simulations on the chapter 7, the use of adaptive algorithm improves to a lesser or greater extent the response of the system, mainly in terms of gain expressed in dBs.

GROUND-BASED BEAMFORMING

Finally, in this section we can use all the theory shown in the previous chapters in a satellite system case. This technique is called “Ground-Based Beamforming” (GBBF) arises from decreasing the complexity of the system on board the satellite, basically by being part of the DBF in a ground station. Decrease the complexity on-board is basically decrease the payload of the satellite.

Even with this factor in mind, the system can be very complex due to the large number of existing beams in the feeder link, that's what it looks like another derivative technique from the GBBF, called “Distributed Ground-Based Beamforming” (DGBBF), which limits the bandwidth of the upper link and the downlink of the feeder link. Terrestrial receivers are distributed. Unlike the GBBF where a single receiver obtained information from the satellite, performed beam-forming and transmitted it to the earth station, the earth station now has several receivers with the same functionality. These receivers are

called Radio Remote Units (RRU) and connect to the earth station via microwave or fiber circuits. In the ideal case an RRU should be placed for each beam received by the system, however, this is not feasible in practice as there are some types of beams that cannot be reached to be applied beamforming on them.

Considering the characteristics of both architectures, it is clear that DGBBF is a much more viable option for a satellite communications system. It greatly simplifies the equipment on board the satellite as it does not need additional hardware for the power links, in addition to using SDM which completely reduces the payload of the satellite (with GBBF FDM was used).

Finally, we can finish this explanation studying which of all the algorithms shown in this document are the most suitable ones to use with these architectures. The main candidates would be the algorithms based on blind reference, as it has been justified as the decrease in the payload of the satellite entails more complexity in the earth station, especially in the case of DGBBF with the implementation of RRU. It is therefore necessary to eliminate the errors that can be concatenated by this complexity or the losses caused by the high frequencies of the power link and not depend on external information. In addition, to finish clearing any doubt with the choice, it is remembered that this type of algorithms is more efficient computationally. So, we see that SUMPLE algorithm is perfect for this case.

CONCLUSIONS

- For those systems that use satellites with long distances to the earth station it is necessary to use algorithms that have the shortest possible convergence time or that the samples needed to converge are independent of the number of radiant elements. In this way, the losses caused by unfavorable system environments can be compensated by maintaining high rates in the communication channels and increasing the gain of the system.
- Initially, as beamforming implies performing spatial filtering, it was demonstrated that through this definition it could be demonstrated that the outputs depended on the conduction vector of the system. However, by correctly defining the architecture, the EIGEN and SUMPLE algorithms could be used to estimate the optimum delays and have more efficient computational performance and robust against hardware failures.
- The scheme of adaptive algorithms is compatible with physical structures that improve the performance of the system, as in the case of CORPS, which improve the directivity of the beam to be transmitted with a less complex structure and therefore less costly.
- Performing the DBF on board the satellite is not a good solution because there may be some congestion in the number of beams that are treated as inputs to the system and create

a bottleneck problem, then it is necessary to design the earth station to perform beam shaping on land and reuse the satellite as a repeater to provide direct service to users.